



Prise en Compte du Câblage dans la Conception et la Simulation des Convertisseurs de Puissance: Performances CEM

Wim Teulings

► To cite this version:

Wim Teulings. Prise en Compte du Câblage dans la Conception et la Simulation des Convertisseurs de Puissance: Performances CEM. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1997. Français. NNT: . tel-00912486

HAL Id: tel-00912486

<https://theses.hal.science/tel-00912486>

Submitted on 2 Dec 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THESE

présentée par

Wim Teulings

Ingénieur de TU Delft Pays Bas

en vue de l'obtention

du Doctorat de l'Institut National Polytechnique de
Grenoble

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

* * *

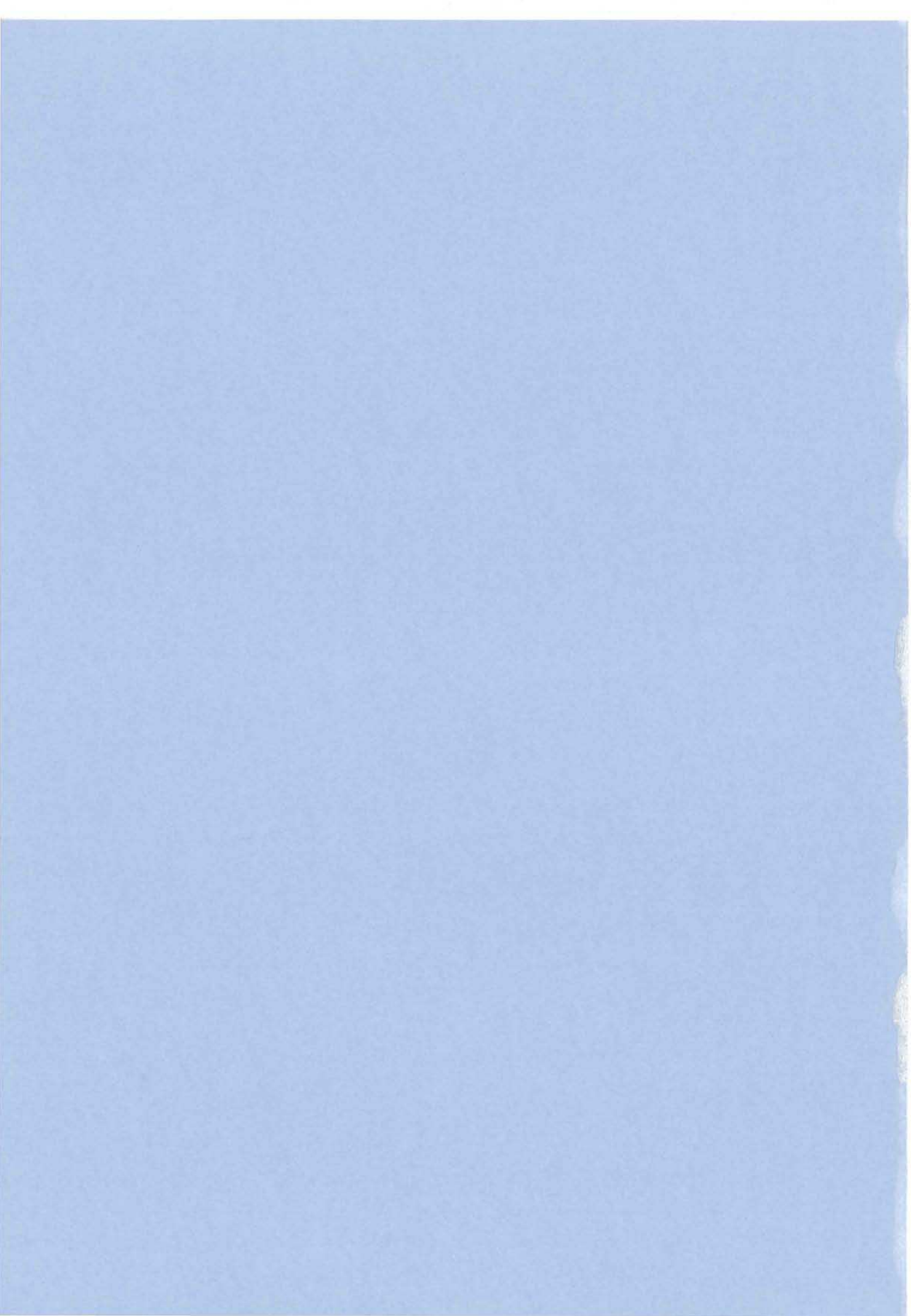
Prise en Compte du Câblage dans la Conception et la Simulation des Convertisseurs de Puissance : Performances CEM

* * *

soutenue le 29 avril 1997, devant le jury :

J.P. Ferrieux	Président
G. Rojat	Rapporteur
A. Capel	Rapporteur
J. P. Chante	Examineur
R. Perret	Examineur
J.L. Schanen	Examineur

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble



THESE

présentée par

Wim Teulings

Ingénieur de TU Delft Pays Bas

en vue de l'obtention
du Doctorat de l'Institut National Polytechnique de
Grenoble

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

* * *

Prise en Compte du Câblage dans la Conception et la Simulation des Convertisseurs de Puissance : Performances CEM

* * *

soutenue le 29 avril 1997, devant le jury :

J.P. Ferrieux	Président
G. Rojat	Rapporteur
A. Capel	Rapporteur
J. P. Chante	Examineur
R. Perret	Examineur
J.L. Schanen	Examineur

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

Avant Propos

Remerciements

Je tiens à remercier les personnes suivantes pour l'aide qu'elles m'ont apportée durant ma thèse :

- Monsieur J.C. Sabonnadière, Directeur du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, pour m'avoir accueilli au sein du Laboratoire
- Monsieur A. Capel, Ingénieur de recherche à Alcatel-Espace, pour l'honneur qu'il m'a fait d'avoir accepté d'être rapporteur de cette thèse.
- Monsieur G. Rojat, Maître de Conférences à l'Ecole Centrale de Lyon, pour avoir été le rapporteur de cette thèse.
- Monsieur J.P. Chante, Professeur et directeur de l'équipe ECPA du CEGELY, pour avoir été examinateur de cette thèse.
- Monsieur J.P. Ferrieux, Professeur à l'IUT, pour l'honneur qu'il m'a fait de présider le jury de cette thèse, et pour ces corrections du manuscrit.
- Monsieur R. Perret, Professeur à l'ENSIEG et chef de l'équipe Electronique de Puissance, pour m'avoir ouvert les portes du Laboratoire, et pour avoir accepté d'être examinateur de cette thèse
- Monsieur Jean-Luc Schanen, Maître de Conférences et Directeur de thèse, pour l'aide qu'il m'a apporté tout au long de ma thèse, malgré une lourde charge d'enseignement. Je le remercie également pour la qualité de ses corrections du manuscrit.
- Monsieur J. Roudet, Maître de Conférences à l'IUFM, habilité à diriger les recherches, pour ses précieux conseils, et pour ses corrections apportées au manuscrit.

Je voudrais également remercier les personnes suivantes :

- Edith Clavel, pour ses explications sur InCa et sa grande disponibilité en général.
- Jean Barbaroux, pour toujours avoir été disponible pour me dépanner, et pour ses précieux conseils concernant la réalisation des maquettes et les problèmes de mesure.
- Jacques Davoine, pour m'avoir aidé dans des moments importants avec des problèmes rencontrés lors de l'utilisation des appareils de mesure.
- Claude Brun pour avoir décapsulé soigneusement les DIODES et les MOSFETs.
- Josiane Verna, pour avoir assuré la frappe du manuscrit.
- Etienne Callegger, Bernard Morel, M.T. Loubinoux et Florence François pour l'aide apportée à l'utilisation des moyens informatiques.
- Tous ceux qui m'ont aidé dans la salle MAC avec des problèmes d'informatique

Je remercie également tout ceux qui m'ont soutenu moralement, et plus particulièrement A. Groud, T. Welfonder, P. Petitclair, S. Nugues, S. Bacha, E. Oyarbide, L. Saludjian et Y. Lembeye.

Table des Matières

Introduction.....	1
1. Etat de l'art en termes de modélisation des composants et du câblage.....	5
1.1 Modélisation des interconnexions.....	5
1.1.1 Les méthodes intégrales et différentielles.....	6
1.1.1.1 Les méthodes différentielles	6
1.1.2. Formulation du problème électromagnétique par équation locale	7
1.1.3. Déduction des circuits électriques équivalents sous les conditions Quasi-Statiques	12
1.1.4 La méthode Partial Element Equivalent Circuit (PEEC).....	20
1.1.5 La Méthode des Moments.....	29
1.1.6 La méthode des Lignes de Transmission.....	30
1.1.7 Comparaison entre la méthode PEEC, la méthode des Lignes de Transmission, et la Méthode des Moments (MoM).....	31
1.2 Modélisation de semiconducteurs de puissance.....	32
1.2.1 Modélisation de la Diode.....	34
1.2.2 Modèle du MOSFET	36
1.3 Modélisation des Composants Passifs.....	38
1.3.1 Modélisation des résistances.....	39
1.3.2 Modélisation des inductances.....	40
1.3.3 Modélisation des condensateurs	41
2. Cellule de commutation, connectique et CEM.....	45
2.1 Cellule de commutation.....	45
2.1.1 Rappel.....	46
2.1.2 Automatisation du processus d'extraction de la cellule de commutation	46
2.2 Influence du câblage sur la cellule de commutation.....	48
2.2.1 Présentation	48
2.2.2 Modification engendrée sur la cellule de commutation.....	49
2.2.3 Résultats attendus	50
2.3 Prise en compte de la CEM.....	51
2.3.1 Les phénomènes à modéliser	51
2.3.2 Cellule de commutation vis-à-vis du mode différentiel.....	51
2.3.3 Cellule de commutation et mode commun	52
2.4 Cellule de commutation minimale incluant la CEM.....	52

3 Modélisation et Simulation de la cellule de Commutation.....	5 5
3.1 Introduction : Description des véhicules tests.....	5 5
3.2 Les interconnexions.....	5 8
3.2.1 Saisi de la géométrie sous InCa.....	5 8
3.2.2 Application concrète de la méthode PEEC.....	5 9
a) Modélisation Inductive.....	5 9
- la fréquence équivalente à la transistion.....	5 9
- fréquence équivalente f_B	6 1
b) Modélisation Capacitive.....	6 4
3.2.3 Application aux véhicules tests : PCB et SMI.....	6 5
• le PCB.....	6 5
• le SMI	6 6
3.3 Modèles des condensateurs	6 8
3.3.1 Modèle du condensateur électrochimique	6 9
3.3.2 Modèle d'une capacité céramique-CMS.....	7 0
3.4 Modèles de semiconducteurs.....	7 1
3.4.1 Véhicule test.....	7 1
3.4.2 Circuit de grille.....	7 3
3.4.3 Influence du modèle du MOSFET.....	7 4
Simulations avec le modèle de MOS Standard (niveau 3), et la diode "CEM "	7 4
Simulations avec le modèle de MOS, paramètres "PARTS" (niveau 3) et la diode CEM.....	7 5
3.4.4 Influence du modèle de la diode	7 7
Simulations avec la DIODE de PSPICE, paramètres standards et le MOS level 3 PARTS	7 7
Simulations avec la DIODE de PSPICE, paramètres PARTS, et le MOS level 3, PARTS.....	7 9
Simulations avec la DIODE modèle CEM, et le MOS level 3, PARTS	8 0
3.5 Exploitation immédiate des formes d'onde de puissance.....	8 1
3.5.1 Répartition du courant entre capacités de filtrage et de découplage.....	8 1
3.5.2 Rendement du convertisseur sur Circuit Imprimé.....	8 5
3.6 Exploitation CEM	8 5
3.6.1 Introduction-Précautions de mesure	8 5
3.6.2 Simulation sur Circuit Imprimé sans Capacité de Découplage.....	8 8
a) Ouverture du MOS.....	8 9
b) Fermeture du MOS.....	9 2
c) Comparaison des Spectres.....	9 5

3.6.3 Simulation sur Circuit Imprimé avec Capacité de Découplage	9 6
a) Ouverture du MOS.....	9 6
b) Fermeture du MOS.....	9 8
c) Comparaison des Spectres.....	9 8
3.6.4 Simulation sur Substrat Métallique Isolé sans	
Capacité de Découplage.....	9 9
a) Ouverture du MOS.....	9 9
b) Fermeture du MOS.....	1 0 0
c) Comparaison des Spectres.....	1 0 0
3.6.5 Simulation sur Substrat Métallique Isolé avec	
Capacité de Découplage.....	1 0 1
a) Ouverture du MOS.....	1 0 1
b) Fermeture du MOS.....	1 0 2
c) Comparaison des Spectres.....	1 0 3
3.6.6 Conclusion générale sur les résultats des simulations fines	1 0 4
 4 Modélisation CEM du Hacheur Série.....	 1 0 5
4.1 Introduction	1 0 5
4.2 Calcul de la surtension d'un MOSFET à l'ouverture.....	1 0 6
4.2.1 Modèle inductif simple de l'environnement	1 0 6
4.2.2 Modèle de l'ensemble MOSFET-DIODE.....	1 0 8
4.2.3 Dérivation d'une expression analytique de la surtension	1 1 0
4.3 Calcul des spectres des perturbations conduites.....	1 1 8
4.3.1 Modélisation de la commutation par une source active.....	1 1 8
4.3.1.1 Modélisation de la commutation par	
une source de tension	1 1 9
4.3.1.2 Modélisation de la commutation par	
une source de courant.....	1 1 9
4.3.2 Modèle des perturbations de mode commun.....	1 2 1
4.3.2.1 Modèle des perturbations de Mode Commun à	
l'ouverture du MOSFET	1 2 1
4.3.2.2 Modèle des perturbations de Mode Commun à	
la fermeture du MOSFET	1 2 5
4.3.3 Modèle des perturbations de Mode Différentiel.....	1 2 6
4.3.4 Analyse spectrale des perturbations conduites.....	1 2 7
a) Spectre des perturbations de Mode Commun	1 2 7
b) Spectre des perturbations de Mode Différentiel.....	1 3 0
c) Spectre total des perturbations conduites.....	1 3 2
4.3.5 Calculs des Spectres du hacheur sur SMI	1 3 4

4.3.6 Approche "Conception" dans la prédétermination des perturbations émises.....	138
4.3.6.1 Introduction.....	138
4.3.6.2 Evaluation des fronts de courant et de tension.....	138
4.3.6.3 Extraction des paramètres nécessaires pour une approche "Conception".....	140
4.3.6.4 Application de l'approche "Conception" au hacheur sur Circuit Imprimé.	141
4.3.6.5 Conclusion sur l'approche "Conception".....	144
 5 CONCLUSION	145
 Littérature.....	149
 Annexes	159
 Annexe A Modèle Electrique complet du Câblage des hacheurs	159
Annexe B Courants dans les pistes du circuit imprimé et dans les capacités parasites sans et avec capacité de découplage	163

Introduction

Avec l'utilisation accrue des convertisseurs statiques, et l'augmentation des fréquences de découpage, l'Electronique de Puissance moderne se doit à l'heure actuelle de répondre à deux points cruciaux:

- les problèmes thermiques, car même si le rendement de ces convertisseurs est élevé, la densité de pertes l'est également,
- les problèmes de Compatibilité ElectroMagnétique (CEM), car l'augmentation des fréquences de découpage conduit naturellement à réduire les temps de commutation, et donc à augmenter les vitesses de variation du courant et de la tension. Ces forts dI/dt et dV/dt sont à l'origine de pollution électromagnétique sur les réseaux électriques, et se doivent dorénavant de faire partie intégrante du cahier des charges d'un convertisseur statique, au même titre que le poids, le coût, ...

Les contraintes industrielles modernes et la complexité des phénomènes à résoudre ne permettent plus le simple recours au prototype pour résoudre ces problèmes. L'utilisation de la simulation s'avère indispensable et souvent déterminante pour concevoir un convertisseur statique satisfaisant à toutes les contraintes modernes.

La solution "simulation" passe alors nécessairement par l'obtention des formes d'ondes en commutation au sein du convertisseur. On ne se satisfera bien évidemment plus des simples formes d'ondes globales, puisque les problèmes thermiques font intervenir le produit $V \cdot I$ instantané, et que la CEM est engendrée par les dI/dt et les dV/dt . On notera à ce sujet que la CEM est encore plus exigeante en terme de précision que la thermique, puisque celle-ci fait intervenir une intégration sur les formes d'ondes instantanées.

Il devient alors indispensable, au vu des précisions souhaitées sur les formes d'ondes, et des échelles de temps mises en jeu (quelques dizaines de nanosecondes), de disposer de modèles très précis des composants actifs (semi-conducteurs de puissance) et passifs. Ces derniers incluent inductances, condensateurs, résistances ... et câblages, qui, aux fréquences impliquées (jusqu'à 80MHz), ne peuvent plus être considérés comme idéaux.

Le sujet de cette thèse s'inscrit à la suite des travaux de l'Equipe Electronique de Puissance du LEG sur les aspects simulation et modélisation des câblages, en vue d'étudier le comportement intime d'un convertisseur statique, spécialement sur les aspects CEM[tScha,tClav].

L'objet de cette thèse consiste à faire le point sur les moyens dont nous pouvons disposer pour remplacer à terme la phase "essai sur prototype" par la simulation. C'est à cette condition -et à cette condition seulement- que les aspects CEM pourront être effectivement pris en compte dès la phase de conception, comme le prône de plus en plus le monde industriel.

Le LEG a une longue expérience de modèles de composants passifs, et a fait ces dernières années sauter le point bloquant sur la modélisation des inductances parasites dues au câblage. Il devient donc réaliste de vouloir simuler un convertisseur statique en prenant en compte tous les phénomènes

intervenant à l'échelle de temps d'une commutation.

Le but de cette thèse étant d'envisager la simulation comme alternative au prototype dans le monde industriel, nous avons désiré tester cette approche sur des simulateurs électriques standards, les plus répandus. Nous avons retenu PSPICE, pour la grande variété de ses bibliothèques, et sa grande notoriété. Il permet en plus, de traiter les problèmes d'interaction puissance-commande, puisque les modèles de transistor de signal sont abondants [tMéri]

Le premier problème auquel nous avons été confrontés est le choix des modèles de composants actifs. La principale difficulté dans ce domaine est que ce ne sont pas les Electroniciens de Puissance qui sont concepteurs de ces modèles, puisque les connaissances requises sont celles de la physique du semi-conducteur.

De plus, les modèles complets développés par les physiciens ne sont pas applicables à la simulation électrique d'un convertisseur. En effet, il est hors de question d'effectuer une simulation par éléments finis en sous programme d'un simulateur électrique.

Par ailleurs, les modèles physiques plus simples, résolvant l'équation de diffusion dans les semi-conducteurs, moyennant certaines hypothèses simplificatrices, aboutissent souvent à des incompatibilités avec la majeure partie des simulateurs électriques standards tels que PSPICE. Citons ici comme seul exemple les travaux du CEGELY concernant la modélisation de la diode, qui ont débouché sur un simulateur à part entière, le logiciel PACTE.

L'Electronicien de Puissance est alors obligé de se tourner vers des modèles plus comportementaux, issus de l'électronique bas signal. Ils ne sont applicables que sur un domaine de validité limité, qui est peu souvent explicite, les auteurs annonçant rarement lors de la publication d'un modèle, pourquoi celui-ci ne fonctionnerait pas.

Nous avons donc entrepris une recherche bibliographique d'envergure (chapitre 1), visant à se faire la meilleure idée possible sur ces modèles, dans un domaine où il faut prendre garde non seulement aux résultats présentés, mais aussi à la facilité de mise en œuvre au sein d'un simulateur électrique.

Une fois les modèles et le logiciel PSPICE retenu, il reste à définir le vecteur test pour validation, un convertisseur à la fois simple et représentatif. C'est l'objet du chapitre 2.

On commence par rappeler la notion de cellule de commutation, notion classique en Electronique de Puissance pour l'analyse des structures. Puis les modifications successives de cette cellule de commutation sont analysées, dès lors que l'on cherche à prendre en compte des notions supplémentaires comme câblage et CEM. On aboutit à la notion de cellule de commutation élargie et au convertisseur statique le plus simple possible permettant l'étude de cette cellule de base : un hacheur série avec RSIL.

Puis, une campagne de mesures et de simulations a été menée sur plusieurs implantations technologiques de ce même convertisseur statique: Circuit Imprimé Classique et Substrat Métallique Isolé (SMI), technologie d'avenir en Electronique de puissance, grâce à son bon comportement thermique et sa mise en œuvre relativement aisée (chapitre 3).

Les simulations dans ce domaine sont longues et délicates, et nécessitent une connaissance poussée du logiciel, et des utilitaires complémentaires. De ce fait, cette approche semble trop lourde à l'heure actuelle pour être intégrée dans une démarche de conception "en aveugle", où on recherche un schéma d'implantation à partir de rien. Elle semble devoir être réservée à la validation finale de l'implantation définitive.

Dans la perspective de la conception, et pour compléter cette approche de simulation, nous avons donc développé des modèles plus simples de certains phénomènes clés, en se basant sur les résultats et la compréhension des simulations fines (chapitre 4).

C'est ainsi qu'une méthode de simulation fréquentielle permettant d'obtenir rapidement les niveaux de perturbation en mode conduit a été mise en œuvre. De même, une formule analytique pour l'obtention de la surtension à l'ouverture d'un MOSFET et des oscillations parasites engendrées a été établie.

Ces modèles analytiques ou semi-analytiques, d'une précision respectable, font intervenir les paramètres technologiques d'implantation d'un convertisseur, et peuvent donc être utilisés en première approche dans une démarche de conception. La simulation complète sera réservée pour la validation finale de la réalisation du convertisseur.

Chapitre 1

Etat de l'art en termes de modélisation des composants et du câblage

1.1 Modélisation des interconnexions

Introduction générale.

Un nombre considérable de méthodes de modélisation électrique de la connectique existe actuellement, ce qui rend le choix pour une méthode particulière difficile. Cependant, les conditions spécifiques rencontrées dans les structures d'électronique de puissance nous permettent de constater que certaines méthodes sont plus appropriées à notre problème que d'autres. Ces conditions sont en particulier dues à la faible longueur des conducteurs employés par rapport aux fréquences de répétition et celles équivalentes dues aux fronts ($f < 200$ MHz), et au fait que dans un premier temps, on peut négliger l'influence des champs électromagnétiques extérieurs (champs dont l'origine se trouve en dehors du montage étudié). En outre, du fait que l'on veut étudier les phénomènes électromagnétiques avec des simulateurs électriques pour pouvoir utiliser les modèles de semiconducteurs et autres, on a une préférence pour les méthodes 'orientées circuit', c'est-à-dire les méthodes qui représentent les phénomènes électromagnétiques par des réseaux de composants passifs tels que les condensateurs, les résistances et les inductances. En fait, la relation courant-tension qui caractérise les composants électriques n'existe dans ce cas que grâce à la validité d'une certaine approximation de la répartition du champ.

Les méthodes de modélisation les plus connues se classent en deux catégories suivant la manière par laquelle on applique les équations de Maxwell : les méthodes "intégrales" ou globales et les méthodes "différentielles" ou locales. Du fait que la méthode employée dans cette thèse fait partie des méthodes intégrales, ces méthodes seront traitées plus en détail que les méthodes différentielles, que l'on n'abordera que succinctement. Afin de pouvoir traiter les méthodes intégrales, il est nécessaire d'avoir une représentation locale des champs E et H , en évitant les opérateurs de dérivées partielles telle que le rotationnel (rot) et divergence (div). Il sera montré que cela peut être fait par l'introduction d'une grandeur appelée potentiel vecteur. Ensuite, un exemple de calcul de champ électrique E et densité de courant J à l'intérieur d'un conducteur sera donné. La résolution des équations s'avère difficile du fait que ce sont des équations couplées. Par conséquent, le découplage de ces équations par l'application des conditions quasi-statiques sera traité. L'application des conditions quasi-statiques aux équations locales permet également de donner une interprétation en termes de composants électriques équivalents (R, L, C). Finalement, les méthodes suivantes seront abordées : la méthode des moments (MoM), la méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit), qui est employée dans l'équipe électronique de puissance, et la méthode des Lignes de Transmission (TL).

1.1.1 Les méthodes intégrales et différentielles

La résolution numérique des équations de Maxwell est devenue possible dans les années soixante grâce à l'apparition des ordinateurs. La résolution de ces équations par méthode différentielle (1966) [32] précède de peu la résolution par méthode intégrale (1968) [Har].

Une différence importante est que l'emploi des méthodes différentielles nécessite une prise en compte de tout l'environnement électromagnétique (conducteurs et la matière autour comme l'air), alors que l'emploi des méthodes intégrales permet de réduire l'espace à modéliser aux conducteurs portant un courant. Dans le premiers cas, un maillage est à effectuer sur tout l'espace, et les champs doivent être calculés sur toutes les mailles. Puisque la mémoire d'un ordinateur est restreinte, on est obligé de réduire l'espace infini à un espace fini. Cette réduction se fait généralement en imposant des conditions limites aux mailles des extrémités de l'espace fini, qui sont donc censées représenter l'influence de l'espace non-inclu. Cependant, cette méthode peut facilement entraîner des erreurs numériques dans la résolution des équations de champs. Les méthodes intégrales ne connaissent pas ce problème numérique, car les conditions aux limites sont implicitement incluses dans la formulation par équation intégrale. De plus, le nombre de mailles est nettement supérieur dans le cas des méthodes différentielles pour deux raisons : d'une part l'espace à modéliser est plus important (maillage de l'air etc.), et d'autre part, pour des raisons de stabilité numérique, la taille des mailles doit être choisie beaucoup plus petite. Une autre différence importante entre les deux méthodes est que les méthodes intégrales n'obligent pas à résoudre sur toutes les variables des équations de Maxwell pour connaître la répartition du courant ou de la charge dans le conducteur. Par contre les méthodes différentielles nécessitent la résolution sur toutes les variables de toutes les mailles, dans, sur et en dehors du conducteur.

Cette dernière caractéristique des méthodes différentielles peut s'avérer être un avantage lorsqu'on veut connaître la grandeur de ces variables. Deux autres avantages liés à l'emploi des méthodes différentielles sont qu'elles n'imposent aucune contrainte à la forme géométrique de la structure, ni à son homogénéité, ni à la répartition des champs.

D'autres avantages liés à l'emploi des méthodes intégrales sont la rapidité de calcul (sauf dans des cas particuliers), la facilité avec laquelle la solution peut être interprétée en termes de circuit électrique équivalent (R,L,C), la validité de la solution sur une plage de fréquences au lieu d'une seule fréquence, et la possibilité de modéliser des espaces restreints et infinis. Pour ces diverses raisons, c'est une méthode intégrale, la méthode PEEC, qui a été retenue.

1.1.1.1 Les méthodes différentielles

Les méthodes différentielles résolvent les équations de Maxwell pour chaque maille de la structure. Les champs sont calculés pour chaque point central d'une maille en utilisant les équations de Maxwell dans la forme différentielle et les grandeurs des champs électromagnétiques dans les mailles adjacentes. Le problème consiste alors à résoudre des équations partielles différentielles pour chaque maille. Les méthodes les plus connues sont : la méthode des éléments finis (FEM) [32,30,CPa1] et la méthode des différences finis (TDFD) [32]. Ces méthodes ne seront pas traitées ici.

1.1.2. Formulation du problème électromagnétique par équation locale

Lorsqu'on veut employer une méthode intégrale, on a besoin d'une relation entre le champ local E et le champ local H . Si l'on veut directement appliquer les équations de Maxwell dans la forme intégrale, on se voit confronté à un problème qui est dû au fait que ces grandeurs ne sont pas disponibles sous une forme locale, mais comprises dans des notions telles que le flux magnétique à travers une surface, et la force électromotrice au long d'un trajet. On cherche donc à trouver une grandeur qui peut établir une relation **locale** entre le champ E et les phénomènes magnétiques **locaux**.

Considérons une partie d'un solénoïde où le champ magnétique est limité à l'espace à l'intérieur (surface S), et où il n'y a pas d'effets de bord comme le montre la figure 1. 1.

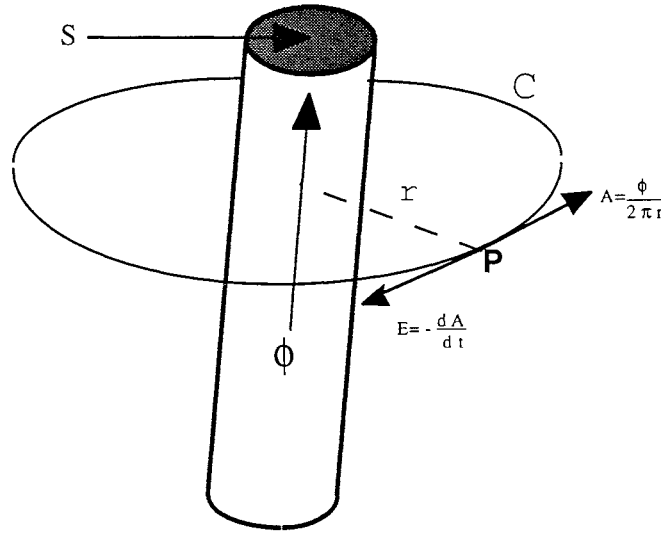


Fig. 1. 1 Champ électrique local

Le contour C est un trajet fermé qui passe par le point P , et qui est coaxial avec le solénoïde. On cherche à exprimer la composante dynamique du champ E au point P en fonction d'un représentant du champ magnétique. Toutes les grandeurs en Majuscules représentent des grandeurs vectorielles.

Si l'on applique la première loi de Maxwell au contour C (la loi de Faraday) on obtient pour la force électromotrice emf :

$$\text{emf} = -\frac{d\Phi}{dt} = \oint_C E \cdot dl \quad (1)$$

On n'a pas accès à la valeur locale du champ E au point P parce que E se trouve sous l'intégrale. Du fait de la symétrie du trajet, la valeur de E est partout identique sur le trajet. On peut trouver la valeur du champ E au point P par :

$$\text{emf} = \oint_C E \cdot dl = 2\pi r E = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (2)$$

On trouve donc pour le champ local E :

$$E = - \frac{1}{2\pi r} \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (3)$$

Le problème n'est pas encore résolu, car le flux ϕ est une grandeur globale. On introduit une nouvelle grandeur appelée potentiel vecteur, tangente au contour C, dont la direction est donnée par la règle de la main droite.

$$\oint_C A \cdot dl = \Phi \quad (4)$$

Pour le cas considéré, A est constant sur le contour C, et est donné par :

$$A = \frac{\phi}{2\pi r} \quad (\text{Wb/m}) \quad (5)$$

En substituant (5) en (3), l'on trouve l'expression recherchée :

$$E = - \frac{1}{2\pi r} \cdot \frac{d\Phi}{dt} = - \frac{dA}{dt}$$

Pour le cas général d'un contour non-symétrique, on reprend (4), que l'on substitue en (1), en différenciant par rapport à t. On obtient alors :

$$\oint_{C''} \frac{dA}{dt} \cdot dl = \frac{d\Phi}{dt} = - \oint_{C''} E \cdot dl$$

Il en suit de nouveau que :

$$E = - \frac{dA}{dt} \quad (6)$$

Comme le flux $\phi = B \cdot S$, (B est la densité du flux), on peut également trouver par application du théorème de Stokes à (4) :

$$\text{rot } A = B \quad (7)$$

Calculons maintenant les grandeurs B_P et A_P au point P pour le cas du solénoïde. On décompose le potentiel vecteur A selon les axes x,y,z, comme le montre la figure 1. 2.

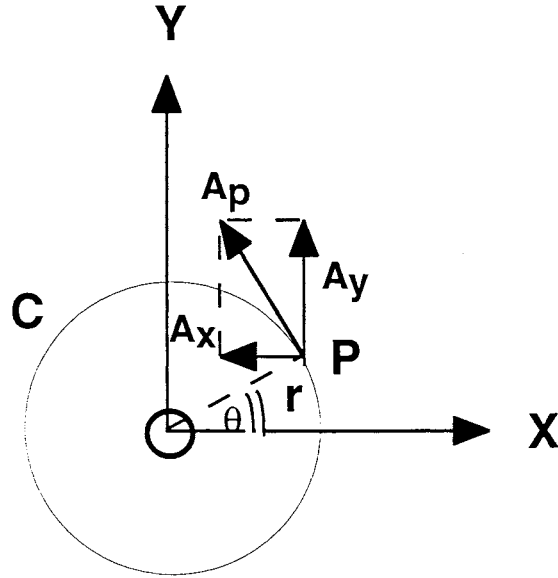


Fig. 1. 2 Champ A au point P.

Comme précédemment, l'on trouve pour le potentiel vecteur A au point P :

$$A_p = \frac{\Phi}{2\pi r}$$

et :

$$A_x = -A_p \sin \theta = -\frac{\Phi}{2\pi} \cdot \frac{y}{\sqrt{x^2+y^2}}$$

$$A_y = A_p \cos \theta = \frac{\Phi}{2\pi} \cdot \frac{x}{\sqrt{x^2+y^2}}$$

$$A_z = 0$$

En appliquant la relation (7), on peut vérifier que le champ B est bien nul au point P.

$$B_x = \frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} = 0$$

$$B_y = \frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} = 0$$

$$B_z = \frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} = \frac{\Phi}{2\pi} \left(\frac{1}{\sqrt{(x^2+y^2)}} - \frac{(x^2+y^2)}{(x^2+y^2)\sqrt{(x^2+y^2)}} \right) = 0$$

En conclusion, l'on trouve donc que, bien que $B_p = 0$, le potentiel vecteur A_p ne l'est pas, et permet de représenter l'influence magnétique au niveau local d'un phénomène magnétique global .

Maintenant, appliquons ce résultat à la formulation des champs E et H en un point P qui se trouve à l'intérieur d'une structure métallique bien conductrice (Fig. 1. 3). Le point P est parcouru par un courant de densité J, et subit un champ statique extérieur E_0 .

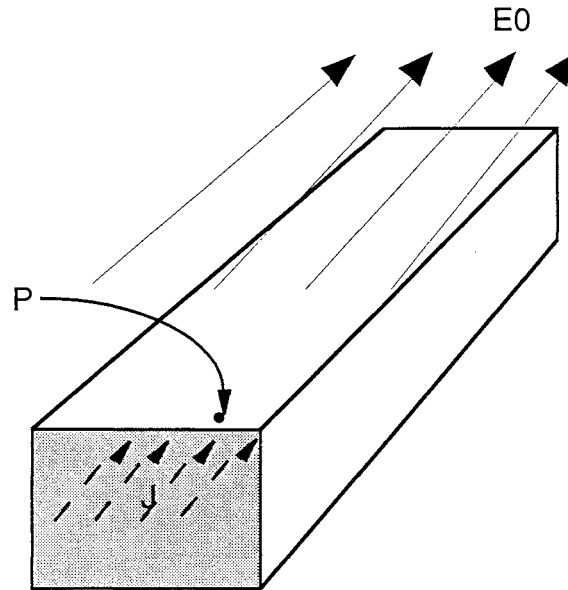


Fig. 1. 3 Point P à l'intérieur d'une structure conductrice.

On distingue d'abord 3 types de courants :

1. Courant de convection (mouvement de charges sans champ propulsant)
2. Courant de conduction (mouvement de charges sous l'influence d'un champ électrique)
3. Courants équivalents de déplacement :
 - courant de Déplacement (D).
 - courant de Polarisation (P).

Pour connaître les champs E et H, on commence d'abord par l'application des équations de Maxwell sous la forme différentielle, puis on essaye de les reformuler progressivement de façon à ce que les opérateurs rotationnels soient éliminés.

Pour le point P on écrit :

$$\left. \begin{aligned} \text{rot } E &= - \frac{\partial B}{\partial t} - M \\ \text{rot } H &= J_c + \frac{\partial D}{\partial t} \end{aligned} \right\} \text{équations de Maxwell}$$

$$\begin{aligned} D &= \epsilon_0 E + P = \epsilon_0 \epsilon_r E &) \\ B &= \mu_0 (H + M) &) \end{aligned} \quad \text{équations constitutives}$$

$$\text{div } J + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad \text{équation de continuité}$$

Pour un bon conducteur comme par exemple le cuivre, la polarisation P et la Magnétisation M sont négligeables. La permittivité relative est alors $\epsilon_r \cong 1$, et la perméabilité relative $\mu_r \cong 1$. L'on trouve pour les deux premières équations :

$$\text{rot } H = J_c + \epsilon_0 \frac{dE}{dt} \quad (1)$$

$$\text{rot } E = - \mu_0 \frac{\partial H}{\partial t} \quad (2)$$

On sait qu'en utilisant le potentiel vecteur, on peut reformuler la deuxième équation de façon à trouver directement la composante dynamique du champ électrique.

La composante statique du champ électrique peut être décomposée en deux contributions : une contribution d'un champ statique extérieur (E_0 en l'occurrence) et un champ statique dû à la différence de potentiel électrique à l'intérieur du conducteur.

Tout champ électrique statique peut être décrit par le gradient d'un potentiel électrique.

$$E = - \text{grad } V = - \nabla V$$

En reformulant l'équation (2), le champ électrique total dans le point P s'écrit alors :

$$E_{\text{tot.}} = E_{\text{dyn.}} + E_{\text{stat.,int.}} + E_{\text{stat.,ext.}} = - \frac{\partial A}{\partial t} - \nabla V + E_0 \quad (3)$$

Cette relation peut être reliée à la densité de courant J par :

$$J = \sigma E_{\text{tot.}} = \sigma E \quad (\sigma \text{ étant la conductivité du métal}).$$

Il nous reste maintenant à reformuler la première équation du Maxwell :

$$\text{rot } H = J_c + \epsilon_0 \frac{dE}{dt} = J_c + J_d \quad (4)$$

où J_c est la densité de courant de conduction, et J_d la densité de courant de déplacement.
On essaie de nouveau d'intégrer le potentiel vecteur dans la formulation en utilisant :

$$H = \frac{1}{\mu_0} \text{rot } A \quad (5)$$

En substituant (5) en (4), on obtient :

$$\text{rot rot} \left(\frac{A}{\mu_0} \right) = J_c + J_d \quad (6)$$

On utilise l'identité suivante pour calculer (6) :

$$\text{rot rot } A = \text{grad} (\text{div} A) - \nabla^2 A \quad (7)$$

$$\text{où } \nabla \cdot \nabla = \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) \text{ est l'opérateur de Laplace.}$$

Le choix d'une jauge de Coulomb :

$$\text{div } A = 0$$

nous permet d'obtenir les équations de Maxwell recherchées :

$$E = -\frac{dA}{dt} - \text{grad } V + E_0 \quad (8)$$

$$\nabla^2 A = -\mu_0 (J_c + J_d) = -\mu_0 \left(\sigma E + \epsilon_0 \frac{dE}{dt} \right) \quad (9)$$

On est parvenu à écrire les équations de Maxwell de façon à ce que l'on puisse les intégrer sur un volume restreint, en incluant les phénomènes magnétiques produits ailleurs. Le grand problème des équations (8) et (9) est qu'elles sont couplées, et de ce fait difficiles à résoudre. Il est possible de découpler ces deux équations en négligeant le dernier terme de (9), le courant de déplacement. Ceci est l'objet de l'approximation quasi-statique, qui sera abordée dans le paragraphe suivant.

1.1.3. Dédution des circuits électriques équivalents sous les conditions Quasi-Statiques

Lors de la déduction des conditions quasi-statiques, il est important de réaliser qu'on a affaire à du stockage d'énergie dans des formes inductives et capacitatives. Bien que cette énergie soit stockée à l'intérieur et à l'extérieur du conducteur, on se réfère généralement à l'énergie stockée à l'extérieur du conducteur, car elle est beaucoup plus grande que l'énergie stockée à l'intérieur. Les champs électromagnétiques dits quasi-statiques sont des champs E ou H qui varient lentement dans le temps [Fan1, Fan2]. Dans les isolateurs, la période T des ondes électromagnétiques est liée à la longueur d'onde λ par la vitesse de propagation v des ondes dans le milieu étudié : $\lambda = v.T$. Un champ 'lent' est

un champ dont la longueur d'onde est largement supérieure à la longueur de l'interconnexion. Ceci est équivalent à dire qu'un conducteur est 'électriquement court' si les ondes qui se propagent autour ont une longueur d'onde largement supérieure à la longueur de ce conducteur ($L < \lambda/10$ en général). Un champ d'une fréquence donnée peut donc être un champ 'lent' s'il se propage autour d'un certain conducteur de longueur L_1 , et un champ 'rapide' s'il se propage autour d'un conducteur de longueur L_2 ($L_2 > L_1$). Si le phénomène magnétostatique domine, on parle de champs magnéto-quasistatiques, et si le phénomène électrostatique domine on parle des champs électro-quasistatiques. L'essentiel de la méthode réside dans le fait que dans des conditions quasistatiques, on peut développer les champs E et H en séries de Taylor, et séparer les termes de variations dites "lentes" des termes de variations dites "rapides". Ainsi, le couplage bilatéral qui existe entre les deux équations de Maxwell est transformé en couplage unidirectionnel entre les termes d'ordre différents. Prenons un courant J dont la grandeur ne varie pas dans le temps (courant stationnaire).

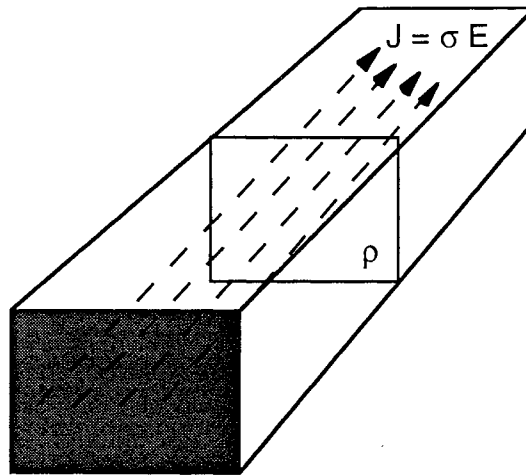


Fig. 1. 4 Courant stationnaire dans un conducteur de conductivité σ

Les équations de Maxwell appliquées à cette structure deviennent :

$$\text{rot } E = 0$$

$$\text{rot } H = J$$

$$J = \sigma E \quad \text{et} \quad \text{div } J = \frac{-\partial \rho}{\partial t}$$

Dans des conditions stationnaires, il n'y a pas d'accumulation de charge. Il en résulte :

$$\text{div } \sigma E = 0$$

Pour trouver le champ électrique, on a donc uniquement besoin des relations suivantes :

$$\text{rot } E = 0 \quad \text{et} \quad \text{div } \sigma E = 0$$

Ensuite, on peut trouver le champ magnétique H en utilisant les relations suivantes :

$$\text{rot } H = \sigma E \quad \text{et} \quad \text{div } B = 0$$

Ce qui est important dans cet exemple est que le champ magnétique dépend du champ électrique, mais

le champ électrique **ne dépend pas** du champ magnétique. Il existe donc ici un couplage unidirectionnel entre les équations de Maxwell. Ceci constitue l'idée de base des conditions quasi-statiques.

Pour déduire les conditions quasistatiques, on introduit un paramètre de contraction de temps et on remplace la variable t par $\tau = \alpha \cdot t$ ($0 < \alpha < 1$). Plus α est petit, plus le temps est ralenti. Ceci nous permet de différencier les termes lents des termes rapides. A la fin de notre déduction, on retournera à la situation initiale en posant $\alpha = 1$.

Les nouvelles équations de Maxwell deviennent :

$$\text{rot } E = -\alpha \frac{\partial B}{\partial \tau} \quad (1)$$

$$\text{rot } H = J + \alpha \frac{\partial D}{\partial \tau} \quad (2)$$

$$\text{div } B = 0 \quad (3)$$

$$\text{div } D = \rho \quad (4)$$

$$\text{div } J = -\frac{\partial \rho}{\partial \tau} \quad (5)$$

Maintenant, on développe les vecteurs des champs E , H , B , D , J , ρ par une série de Taylor en α .

$$E(r, \tau, \alpha) = E_0(r, \tau) + \alpha \cdot E_1(r, \tau) + \alpha^2 E_2(r, \tau) + \dots \alpha^n E_n(r, \tau) \quad (6)$$

$$E_n = \frac{\partial^n E}{\partial \alpha^n}$$

Où les indices E_0 , E_1 , E_2 ,... désignent les champs électriques d'ordre zéro, un, deux,...etc. Les équations (7-11) pour les grandeurs H , B , D , J et ρ s'obtiennent de la même façon que (6). Si l'on substitue maintenant les équations (6-11) dans les équations de Maxwell (1-5), on peut regrouper tous les termes α d'ordre égal ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$). Une fois tous les termes du même ordre regroupés, on substitue $\alpha = 1$ pour se débarrasser de ces termes. On trouve alors pour les champs d'ordre zéro :

$$\text{rot } E_0 = 0 \quad (12)$$

$$\text{rot } H_0 = J_0 \quad (13)$$

$$\text{div } \epsilon E_0 = \rho_0 \quad (14)$$

$$\text{div } \mu H_0 = 0 \quad (15)$$

$$\text{div } J_0 = 0 \quad (16)$$

Pour les champs d'ordre un :

$$\text{rot } E_1 = -\mu \frac{\partial H_0}{\partial \tau} \quad (17)$$

$$\text{rot } H_1 = \varepsilon \frac{\partial E_0}{\partial \tau} + J_1 \quad (18)$$

$$\text{div } \varepsilon E_1 = \rho_1 \quad (19)$$

$$\text{div } \mu H_1 = 0 \quad (20)$$

$$\text{div } J_1 = -\frac{\partial \rho_0}{\partial \tau} \quad (21)$$

, et pour les champs d'ordre deux :

$$\text{rot } E_2 = -\mu \frac{\partial H_1}{\partial \tau} \quad (22)$$

$$\text{rot } H_2 = \varepsilon \frac{\partial E_1}{\partial \tau} + J_2 \quad (23)$$

$$\text{div } \varepsilon E_2 = \rho_2 \quad (24)$$

$$\text{div } \mu H_2 = 0 \quad (25)$$

$$\text{div } J_2 = \frac{\partial \rho_1}{\partial \tau} \quad (26)$$

Pour les champs d'ordre n, on trouve :

$$\text{rot } E_n = -\mu \frac{\partial H_{(n-1)}}{\partial \tau} \quad (27)$$

$$\text{rot } H_n = \varepsilon \frac{\partial E_{(n-1)}}{\partial \tau} + J_n \quad (28)$$

$$\text{div } \varepsilon E_n = \rho_n \quad (29)$$

$$\text{div } \mu H_n = 0 \quad (30)$$

$$\text{div } J_n = \frac{\partial \rho_{(n-1)}}{\partial \tau} \quad (31)$$

Ce résultat est important, car il nous apprend qu'une fois que l'on a trouvé les solutions des champs statiques E_0 et H_0 , on peut trouver les champs d'ordre un, E_1 et H_1 , et ensuite E_2 et H_2 etc. On a donc transformé la résolution des équations de Maxwell en un processus d'approximations successives au lieu d'un processus simultané. Les champs du type $E = E_0$ et $H = H_0 + H_1$ sont communément appelés les champs électro-quasistatiques et correspondent aux conditions électroquasistatiques. Les champs du type $E=E_0+E_1$ et $H=H_0$ sont appelés magnéto-quasistatiques [Blo].

Conditions électro-quasistatiques	Conditions magnéto-quasistatiques
$\text{rot } E = 0$ $\text{div } D = \rho$ $\text{div } J = \frac{-\partial \rho}{\partial t}$	$\text{rot } H = J_c$ $\text{div } B = 0$ $\text{rot } E = \frac{-\partial B}{\partial t}$

L'approximation par champ quasi-statique consiste donc à ne retenir que des termes d'ordre 0 et 1.
On écrit donc pour les champs E et H :

$$E = E_0 + E_1$$

$$H = H_0 + H_1$$

En principe, il y a huit combinaisons possibles entre les champs E_0 , E_1 et H_0 , H_1 . Ces huit combinaisons peuvent être classées en trois catégories principales :

- les solutions électrostatiques qui sont caractérisées par E_0 et l'absence d'un champ H_0
- les solutions magnétostatiques caractérisées par H_0 et l'absence d'un champ E_0
- les solutions avec E_0 , et H_0 avec une combinaison des champs E_1 et H_1 :
 - champs du type : $E = E_0$ et $H = H_0$
 - champs du type : $E = E_0$ et $H = H_0 + H_1$
 - champs du type : $E = E_0 + E_1$ et $H = H_0$
 - champs du type : $E = E_0 + E_1$ et $H = H_0 + H_1$

Les deux cas manquants sont $E = H = 0$, ce qui correspond à une situation où rien ne se passe (ni courant ni tension) et $E = E_1$, $H = H_1$ qui correspond à une situation physiquement impossible (cf. les équations (17-21)).

On peut maintenant établir une relation entre les différentes combinaisons des champs E_0 , E_1 , H_0 , H_1 et les composants électriques tels que Résistance R, Condensateur C, Inductance L, et conductance G [Fan2].

Toute interconnexion d'un circuit électrique peut être caractérisée par une tension $V(t)$ à ses bornes et un courant $I(t)$ qui la parcourt. Trois types de relations peuvent exister entre $V(t)$ et $I(t)$ si l'on restreint l'apparition de ces variables jusqu'à leur première dérivée.

1. **I(t) est proportionnel à la dérivée temporelle de V(t)**

$$(I=CdV/dt)$$

La constante de proportionnalité C est par définition la capacité de l'interconnexion.

2. **V(t) est proportionnel à la dérivée temporelle de I(t)**

$$(V=LdI/dt)$$

La constante de proportionnalité L est par définition la self-inductance de l'interconnexion. Le composant inductance mutuelle représente le même type de couplage entre V et I que le composant self-inductance, sauf que la tension aux bornes du composant est engendrée par un courant ailleurs.

3. **V(t) est proportionnelle à I(t)**

$$(V=RI \text{ ou } I=GV)$$

Les constantes de proportionnalité R et G sont par définition la résistance et la conductance de l'interconnexion.

Reprenons maintenant le premier cas de combinaison de E et H que l'on a décrit, et qui se caractérise par : $E=E_0$ et $H=H_1$ (champ électroquasistatique). Avec (18) on voit que le champ magnétique d'ordre un H_1 dépend de la première dérivée du champ électrique E_0 . Par (21), on observe également que la dérivée temporelle de la charge d'ordre zéro donne naissance à un courant d'ordre un et par conséquent à un champ magnétique d'ordre un. Du fait que le champ électrique d'ordre zéro est une grandeur conservatrice, on peut la représenter par un potentiel scalaire V. On peut donc concevoir le courant d'ordre un comme étant généré par la dérivée temporelle du potentiel scalaire V d'ordre zéro. **Ceci est exactement la relation fonctionnelle qui caractérise une capacité.**

Le deuxième cas consiste en une combinaison de $E=E_1$ et $H=H_0$. Par (17), on voit qu'un champ magnétique d'ordre zéro H_0 donne lieu à un champ électrique d'ordre un E_1 , proportionnel à la dérivée temporelle. Malgré le fait que le champ E_1 ne soit pas une grandeur conservatrice, on peut avec les techniques décrites en [Fan1] l'associer à un potentiel électrique. Il en suit que le champ électrique d'ordre un, et sa tension électrique associée peuvent être considérés comme étant générés par la dérivée temporelle d'un courant d'ordre zéro et son champ associé. **Ceci est la relation fonctionnelle qui caractérise une inductance.**

Dans le cas $E=E_0$ et $H=H_0$, il n'y a pas de dérivée temporelle qui lie les champs électriques et magnétiques (ou la densité de courant). De plus, le champ électrique est une grandeur conservatrice, et peut donc être associé à un potentiel électrique. Il suit que la densité de courant peut être exprimée en terme de potentiel scalaire, indépendamment d'une dérivée temporelle quelconque. **Ceci constitue la relation fonctionnelle d'une résistance.**

Dans le cas $E=E_0$, $H=H_0+H_1$, on a une combinaison des cas précédents. Le terme H_0 est produit par le champ électrique E_0 à travers le courant de conduction J_0 comme ci-dessus, et le terme H_1 est produit par la dérivée temporelle de E_0 comme dans le premier cas. On peut donc constater que le courant associé est la somme de deux contributions : une contribution d'ordre zéro causée directement par le potentiel électrique, et une contribution d'ordre un liée à la dérivée temporelle du potentiel électrique. En termes de circuit, ceci correspond à :

$$I = G V + C \, dV/dt$$

Ceci correspond au schéma électrique équivalent suivant :

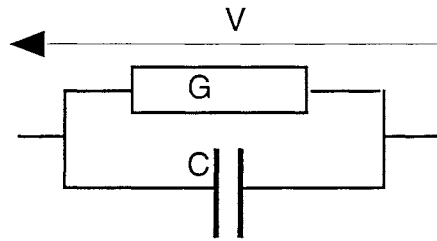


Fig. 1. 5 Schéma électrique équivalent pour le cas : $E=E_0$, $H=H_0+H_1$

Dans le cas $E=E_0+E_1$ et $H=H_0$, on regarde le courant d'ordre zéro principalement comme générateur de champs. Le champ E_0 est directement créé par le courant d'ordre zéro à travers le courant de conduction, et le champ E_1 est créé par l'intermédiaire de la dérivée du courant d'ordre zéro (17).

On associe de nouveau une tension à chaque contribution au champ électrique E_0 et E_1 . Alors, on constate que la tension totale est la somme d'un terme du courant d'ordre zéro et d'un terme de la dérivée du courant d'ordre zéro. En termes de circuit électrique, ceci correspond à

$$V = R I + L \, dI/dt$$

Il s'agit d'une connexion en série d'une résistance et d'une inductance.

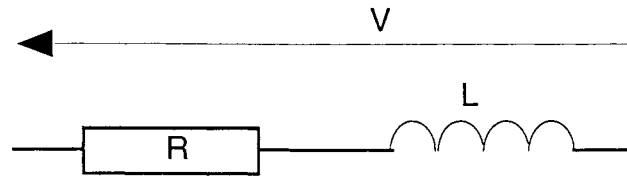


Fig. 1. 6 Schéma électrique équivalent pour le cas : $E=E_0+E_1$, $H=H_0$

Dans le dernier cas on a : $E=E_0 + E_1$, $H= H_0+ H_1$, et il y a 4 couplages : le couplage résistif entre les champs d'ordre zéro, le couplage capacitif entre le champ magnétique d'ordre un et la dérivée du champ électrique d'ordre zéro, le couplage inductif entre le champ électrique d'ordre un et la dérivée du champ magnétique d'ordre zéro, et le couplage entre les deux champs d'ordre un.

Ce dernier couplage ne peut pas être représenté par un circuit électrique équivalent.

Lorsqu'on modélise les interconnexions par des circuits électriques équivalents, on attribue une capacité à la partie de l'espace où l'énergie électrique est stockée, une inductance à l'endroit où l'énergie magnétique est stockée et une résistance à l'endroit où il y a dissipation de l'énergie (C,L,R,G). Si le volume que ces éléments couvrent est infiniment petit, on parle de modélisation par paramètres distribués, et si le volume est de dimension finie on parle de modélisation par paramètres localisés ("lumped circuit modeling").

Par l'introduction des conditions quasi-statiques, on a réussi à associer des composants électriques à un point à l'intérieur d'un conducteur. Dans les paragraphes suivants, on va voir comment on peut associer des composants électriques à des volumes de dimensions finies, appelés mailles. On expliquera également comment trouver les valeurs de ces composants par les méthodes PEEC (Partial Element Equivalent Circuit), la Méthode des Moments (MoM) et la méthode des Lignes de Transmission. Puisque la méthode utilisée dans l'équipe électronique de puissance est la méthode PEEC, cette méthode sera traitée en détail.

1.1.4 La méthode Partial Element Equivalent Circuit (PEEC)

La méthode PEEC est une méthode de modélisation d'interconnexions, issue d'une description de la géométrie par méthode intégrale. Chaque partie de la géométrie est représentée par une équation intégrale qui permet ensuite d'être interprétée en termes de composants électriques équivalents. Ces composants équivalents sont directement liés à une position physique des différentes parties de la géométrie. C'est pourquoi on appelle ces composants des éléments partiels. L'application des conditions quasi-statiques permet de résoudre ces équations intégrales pour certaines formes comme une barre rectangulaire. Les solutions données par [12] donnent l'inductance partielle et la mutuelle partielle entre deux barres, et présentent l'avantage de rester valables lorsque la longueur de la barre devient petite devant sa hauteur ou sa largeur. Dans les expressions des inductances partielles des barres rectangulaires, il est présupposé que le courant soit uniformément réparti sur une coupe transversale de la barre. C'est pourquoi la méthode prévoit une subdivision d'une interconnexion en plusieurs barres à répartition de courant uniforme si les effets de fréquence doivent être représentés. L'effet de fréquence est alors représenté par l'inductance mutuelle entre les différentes barres de la subdivision. Ceci est équivalent à dire que les effets de fréquence sont représentés par diaphonie interne du conducteur.

Une question qui se pose est comment déterminer le nombre de subdivisions pour un conducteur. Généralement, ce nombre va dépendre de la géométrie et de la fréquence des signaux. La présence d'autres conducteurs peut entraîner des répartitions de courants non-uniformes par des effets de proximité et des angles, ou par l'effet de peau. Dans la plupart des cas on basera les dimensions de la subdivision sur l'épaisseur de peau à la fréquence équivalente du signal [1]. La subdivision de toute la géométrie en un nombre d'éléments partiels suffisamment grand, permet de représenter une géométrie quelconque par des circuits électriques équivalents, sans calculer la répartition du courant ou de la tension dans chaque partie de cette géométrie.

Une autre question est comment connaître le nombre de morceaux (lumps) dans lequel un conducteur doit être subdivisé dans sa longueur (une subdivision dans le sens du courant que l'on appellera subdivision longitudinale). Si l'on subdivise un conducteur en un nombre très élevé, il est évident que la description sera précise. Il est également clair que si la subdivision longitudinale d'un conducteur est faite en un nombre trop faible, on n'obtient pas une description suffisamment précise. Dans le premier cas, on gaspille de la capacité de calcul et dans le deuxième cas, la solution sera fausse. Le choix d'une longueur de subdivision sera généralement basé sur la longueur d'onde du signal à la fréquence équivalente [1, Rue]. Les parties de l'interconnexion qui se trouvent largement à l'intérieur d'une longueur d'onde peuvent généralement être traitées comme faisant partie du même élément partiel. Si la fréquence augmente, la longueur d'onde diminue, et nécessite une subdivision longitudinale de plus en plus fine. Les fréquences maximales rencontrées en électronique de puissance ne dépassent pas encore 200 MHz. Pour une telle fréquence, la longueur maximale d'une interconnexion modélisée par un seul élément partiel est donnée par $L < \lambda/10 = 15 \text{ cm}$ dans le vide.

Pour que les conditions quasi-statiques soient satisfaites, il faut que l'interaction électromagnétique des différents conducteurs soit instantanée. Ceci implique non seulement que chaque conducteur

individuel doit être 'court' (champs 'lents', voir § 1.1.3), mais également que la distance entre les conducteurs d'un ensemble de conducteurs interagissants doit être beaucoup plus faible que la longueur d'onde des champs électromagnétiques existants [5]. Ceci s'explique par le fait que, par exemple, la relation du type $I(t)=C \, dU(t)/dt$, est une relation instantanée entre un courant et une tension. Si l'on veut représenter l'influence de la vitesse finie des ondes électromagnétiques, on aurait besoin d'un composant du style $I(t)=C \, dU(t-t_{\text{retard}})/dt$ [5]. Ceci ne constitue pas un composant électrique existant.

Lorsqu'on utilise un plan de masse, on introduit un couplage entre une piste et son image [tSCHA] qui est beaucoup plus fort que le couplage de cette piste avec d'autres pistes ou conducteurs. Puisque le plan de masse se trouve à grande proximité, les effets de retard sont négligeables. En plus, puisque le couplage avec des pistes lointaines (au retard non-négligeable) est très faible, la méthode PEEC est fiable dans ce cas. L'inclusion de ces phénomènes de retard au moyen de sources actives retardées en 1991 a permis d'augmenter largement la gamme de fréquences de validité de la méthode PEEC [5], mais a également mis fin à la représentation des interconnexions par des circuits électriques passifs.

La méthode PEEC trouve son origine dans les années '70, et a connu depuis de nombreuses améliorations [82,87,83,62]. Son créateur est A.E. Ruehli qui était alors un employé de IBM. Il était chargé de modéliser les interconnexions des cartes numériques d'ordinateurs, et avait constaté que la méthode des Lignes de Transmission ne suffisait pas pour correctement modéliser toutes les interconnexions. En particulier les interconnexions très courtes à l'intérieur des circuits intégrés ne semblaient pas être correctement représentées. C'était principalement dû à l'invalidité de l'hypothèse de base de la méthode des Lignes de Transmission que cette méthode fut abandonnée par Ruehli. Cette hypothèse concerne une certaine forme de la répartition des champs autour des interconnexions appelée TEM [CPa1,CPa2] (champs transversaux à la direction de propagation du courant).

La résolution des équations intégrales sous des conditions quasi-statiques (sans imposer le mode TEM au mode de propagation des ondes) est à la base de la méthode PEEC.

Pendant l'évolution de la méthode, non seulement la manière de calculer les valeurs des éléments partiels a changé, mais également la topologie du circuit que ces composants constituent. Dans sa version originale, uniquement le comportement inductif et résistif était inclus dans la modélisation des interconnexions [1]. Ensuite, les améliorations suivantes ont été apportées, par ordre chronologique : le comportement capacitif idéal des interconnexions (1973) [23], combinaison des modèles inductifs et capacitifs (1974) [2], les interconnexions au dessus des plans de masses (1975) [21], simplifications dans les techniques d'inversion de matrices d'inductances partielles (1981) [20], interconnexions de forme non-rectangulaires (1989), les retards dus à la vitesse finie des ondes électromagnétiques, appelé rPEEC (1991) [27,5], les diélectriques parfaits (1992) [22], les diélectriques avec pertes (1993), l'influence de champs incidents (scattering), appelé sPEEC (1993) [95], et l'influence de champs incidents 3-D (1995) [81,82,83,84,85,87]. En 1995, une méthode a également été proposée qui permet de prendre en compte la dépendance de la fréquence des valeurs des éléments partiels [86].

Pour présenter la méthode de manière la plus simple, on prendra la version de 1974 où les effets de retard n'étaient pas encore inclus. On fera appel aux résultats des chapitres précédents.

On commence par exprimer le champ électrique total à l'intérieur d'un bon conducteur en fonction de

la densité de courant locale, le potentiel vecteur local, et le gradient de tension local. Pour cela, on reprend les équations de Maxwell mises dans leur bonne forme du paragraphe 1.1.2. Puisqu'on a des grandeurs vectorielles et scalaires, on désignera les vecteurs par une flèche.

$$\vec{E}(\vec{r},t) = -\frac{d\vec{A}(\vec{r},t)}{dt} - \nabla \phi(\vec{r},t) + \vec{E}_0(\vec{r},t) \quad (1)$$

$$\nabla^2 \vec{A}(\vec{r},t) = -\mu_0 (\vec{J}_c(\vec{r},t) + \vec{J}_d(\vec{r},t)) = -\mu_0 \left(\sigma \vec{E}(\vec{r},t) + \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}(\vec{r},t)}{\partial t} \right) \quad (2)$$

On rappelle (voir chapitre 1.1.2 eq. 3) que les quatre termes de (1) représentent : le champ électrique total, le champ lié à la présence du champ magnétique, le champ lié au gradient de tension et le champ électrique statique extérieur. Dans des conditions quasi-statiques, il est possible de résoudre ces équations [Blo] en négligeant le dernier terme de (2), le courant de déplacement. Les solutions magnéto-quasistatiques et électro-quasistatiques sont pour une structure de K conducteurs [5] :

$$\vec{A}(\vec{r},t) = \sum_{k=1}^K \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{v_k} \frac{1}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \vec{J}(\vec{r}',t') dv'$$

$$\phi(\vec{r},t) = \sum_{k=1}^K \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_{v_k} \frac{1}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \vec{q}(\vec{r}',t') dv'$$

où r' est la distance avec le conducteur k , t' est le temps retardé, et v_k est le volume du conducteur k .

Pour t' on peut écrire :

$$t' = t - \frac{|\vec{r}-\vec{r}'|}{c} \sqrt{\mu_r \epsilon_r}$$

Dans ce qui suit, on négligera tous les retards en posant $t'=t$, et on posera comme avant $\mu_r=\epsilon_r=1$ (équations dans le vide). Si l'on suppose que le champ électrique statique extérieur $E_0=0$, et que la loi d'Ohm s'applique au champ électrique total (voir 1.1.2 (3)), on trouve l'équation intégrale suivante :

$$\frac{\vec{J}(\vec{r},t)}{\sigma} + \sum_{k=1}^K \frac{\partial}{\partial t} \left[\frac{\mu_0}{4\pi} \int_{v_k} \frac{1}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \vec{J}(\vec{r}',t') dv' \right] + \sum_{k=1}^K \nabla \left[\frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_{v_k} \frac{1}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \vec{q}(\vec{r}',t') dv' \right] = 0 \quad (3)$$

Cette équation intégrale, communément appelée EFIE (Electric Field Integral Equation), est à la base des formulations du problème par la méthode PEEC. Lorsqu'on va présenter la méthode des Moments dans le chapitre suivant, on utilisera également cette équation. Les inconnues sont la densité de courant

J et la densité de charge q . Ce qui sépare maintenant la méthode PEEC de la méthode des Moments est la manière par laquelle cette équation sera résolue. La méthode PEEC permet d'obtenir une solution formelle dans le cas de conducteurs rectangulaires, alors que la méthode des Moments permet seulement d'obtenir une solution numérique.

Premièrement, les inconnues seront approximées par des variables localement constantes sur un volume que l'on appellera maille. La densité de courant J est décomposée en trois termes orthogonaux où chaque terme sera constant sur une maille. C'est à dire que chaque conducteur k sera subdivisé en n mailles. Cette situation est visualisé dans la figure 1. 7.

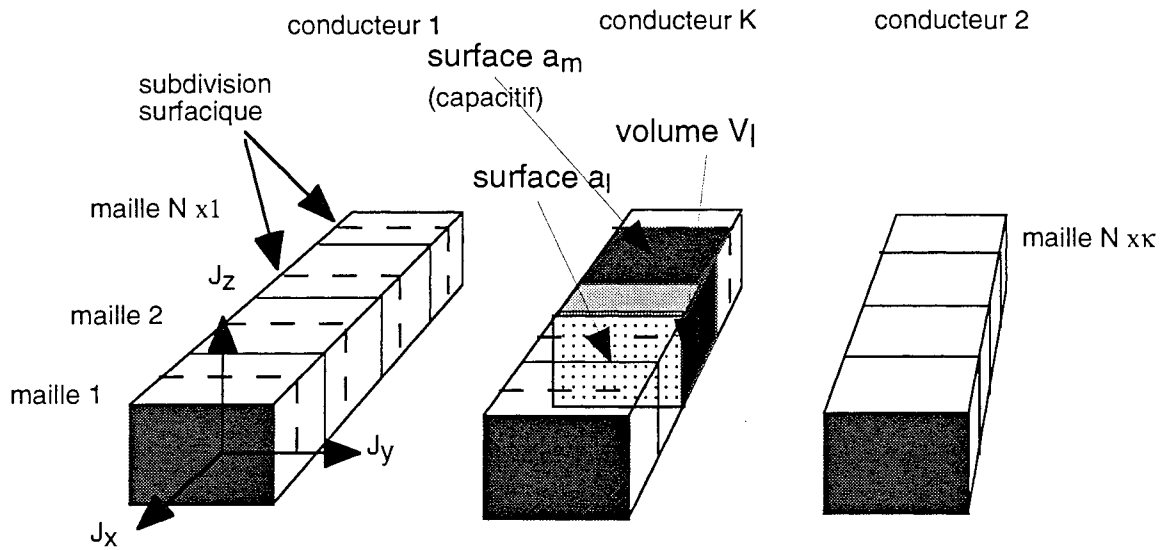


Fig. 1. 7 Ensemble de K conducteurs maillés

Pour la densité de courant, on écrit :

$$\vec{J} = J_x \vec{x} + J_y \vec{y} + J_z \vec{z}$$

Afin de sélectionner une maille précise lors de nos calculs, on multipliera la densité de courant par une fonction impulsionnelle $P_{\gamma nk} = 1$ pour la maille γnk et $P_{\gamma nk} = 0$ pour les autres [Har]. On définira la maille comme étant rectangulaire. On écrira la densité de courant comme :

$$J_{\gamma k} = \sum_{n=1}^{N_{\gamma k}} P_{\gamma nk} J_{\gamma nk}(t)$$

où $\gamma = x, y, z$ pour chaque direction différente, et $N_{\gamma k}$ est le nombre total des mailles dans la direction γ . Si l'on introduit ce résultat dans l'équation intégrale précédente, on obtient pour la direction γ :

$$\frac{\vec{J}_\gamma(\vec{r},t)}{\sigma} + \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_{\gamma k}} \left[\frac{\mu_0}{4\pi} \int_{v_k} \frac{1}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dv' \right] \frac{\partial J_{\gamma nk}(t)}{\partial t} + \sum_{k=1}^K \frac{\partial}{\partial \gamma} \left[\frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_{v_k} \frac{1}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \vec{q}(\vec{r}',t) dv' \right] = 0 \quad (4)$$

La même chose peut être faite pour le troisième terme, qui connaîtra alors son propre maillage. Puisque l'équation ci-dessus correspond à un point au milieu d'une maille, on va maintenant l'intégrer sur un volume v_l qui fait partie d'un des K conducteurs. On obtient alors :

$$\frac{1}{\sigma} \int_{v_l} \vec{J}_\gamma(\vec{r},t) dv_l + \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_{\gamma k}} \left[\frac{\mu_0}{4\pi} \int_{v_l} \int_{v_k} \frac{1}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dv' dv_l \right] \frac{\partial J_{\gamma nk}(t)}{\partial t} + \sum_{k=1}^K \left[\frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_{v_l} \frac{\partial}{\partial \gamma} \int_{S_k} \frac{1}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \vec{q}(\vec{r}',t) ds' dv_l \right] = 0 \quad (5)$$

où la densité de charges volumique q a été remplacée par la densité de charges surfacique, également appelée q . Ceci est permis, car dans un bon conducteur, les charges libres ne peuvent se trouver qu'aux surfaces. L'équation sera maintenant divisée par la surface a_l de la maille considérée (v_l), ce qui est permis car on suppose que la densité de courant est constante sur la surface a_l . On reconnaît aussitôt que le premier terme représente la chute de tension d'origine résistive sur la maille l : $V_{r,l} = R_{\gamma l} I_{\gamma l}$. Le deuxième terme représente l'ensemble des couplages inductifs, et le troisième terme l'ensemble des couplages capacitifs. Ceci permet d'écrire l'équation ainsi :

$$V_{r,l} + V_{L,l} + V_{C,l} = 0$$

On peut écrire le deuxième terme en fonction du courant total traversant la maille l :

$$V_{L,l} = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_{\gamma k}} \left[\frac{\mu_0}{4\pi a_l a_{\gamma nk}} \int_{v_l} \int_{v_k} \frac{1}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dv' dv_l \right] \frac{\partial I_{\gamma nk}(t)}{\partial t} \quad (6)$$

Ceci est la forme désirée de la solution, car elle permet d'identifier les inductances partielles [1]. En utilisant l'expression des inductances partielles, on peut écrire également :

$$V_{L,l} = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_{\gamma k}} L_{pl, \gamma nk} \frac{\partial I_{\gamma nk}(t)}{\partial t}$$

Dans cette expression, $L_{pl, \gamma nk}$ est l'inductance partielle de la maille l et la maille n du conducteur k dans la direction γ . Si $l=n$, on parle d'une self inductance partielle, sinon on parle d'une mutuelle inductance partielle. Il s'avère que pour le cas de barres rectangulaires, il est possible d'évaluer ces inductances partielles en formel [12]. A l'issu de calculs fort lourds [12], ces expressions analytiques donnent les valeurs des inductances partielles en fonction des dimensions des barres. A leur tour, ces solutions ont été obtenues par intégration de formules analytiques valides pour des circuits filiformes.

Ceci est important, car pour un circuit filiforme, l'inductance partielle est le résultat de la circulation du potentiel vecteur sur le contour, et cette circulation peut être reliée au flux autour du circuit par l'intermédiaire du théorème de Stokes. C'est ainsi que les intégrales de l'expression (4) à effectuer sur le volume des mailles peuvent être remplacées par des intégrales de flux à effectuer sur l'espace de flux autour des conducteurs, comme dans la définition d'inductance partielle classique [tSCHA]. L'inductance partielle est donc par définition une inductance externe [CPa1], car elle repose sur une succession d'intégrations sur des fils entourés par de l'air. Dans le cas d'un conducteur subdivisé, on peut le considérer comme un ensemble de barres électriquement isolés, qui s'influencent mutuellement au moyen des inductances partielles mutuelles. Dans les expressions analytiques des valeurs des inductances partielles, les effets de bord sont inclus. C'est pourquoi ces valeurs ne sont pas proportionnelles à la longueur des barres. Ceci est une différence importante avec l'inductance linéique utilisée par la méthode des Lignes de Transmission.

Retournons maintenant à l'équation intégrale (5) afin de montrer que son dernier terme représente l'ensemble des couplages capacitifs. Pour la tension correspondante V_c on écrit :

$$V_c = \sum_{k=1}^K \left[\frac{1}{4 \pi \epsilon_0} \int_{v_1} \frac{\partial}{\partial \gamma} \int_{S_k} \frac{1}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \vec{q}(\vec{r}', t') ds' dv_1 \right] \quad (7)$$

Le variable q représente de nouveau la densité de charges surfacique, et γ la direction du courant de conduction. On introduit un nouveau maillage, décalé d'un demi-longueur d'une maille inductif. Ce maillage n'est donc pas volumique comme dans le cas des inductances partielles, mais surfacique. Sur chaque maille, la densité de charge surfacique sera considérée constante. On définit une nouvelle fonction $F(\gamma)$, qui est l'intégrale intérieure de l'équation (7).

$$F(\gamma) = \int_{S_k} \frac{1}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \vec{q}(\vec{r}', t') ds' \quad (8)$$

Pour trouver la tension V_c sur une maille, on doit donc intégrer cette fonction sur le volume v_1 de la maille inductive (c.f. 7). Si l'on considère que la densité de charges q est constante sur la longueur d'une maille, l'on peut approximer l'équation (7) par :

$$V_c = \sum_{k=1}^K \left[\frac{1}{4 \pi \epsilon_0} \int_{v_1} \frac{\partial}{\partial \gamma} F(\gamma) dv_1 \right] = \sum_{k=1}^K \left[\frac{1}{4 \pi \epsilon_0} a_l \left[F(\gamma + \frac{\Delta \gamma}{2}) - F(\gamma - \frac{\Delta \gamma}{2}) \right] \right] \quad (9)$$

où $\frac{\Delta \gamma}{2}$ est la demi-longueur de la maille et a_l est la surface de la maille inductive, perpendiculaire au sens du courant J . La taille du maillage capacif est donc la même que celle du maillage inductif, mais elle est décalée par la moitié d'une longueur de celle-ci. Dans la figure 1. 7, les mailles capacitives sont délimitées par les traits pointillées. En utilisant le nouveau maillage, l'on peut écrire pour V_c :

$$V_c = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{M_k} q_{mk}(t') \frac{1}{4 \pi \epsilon_0} \left[\int_{S_{mk}} \frac{1}{|\vec{r} - \vec{r}'|} ds' - \int_{S_{mk}} \frac{1}{|\vec{r} - \vec{r}'|} ds' \right] \quad (10)$$

ou \vec{r} est le vecteur vers une extrémité de la maille, et \vec{r}' est le vecteur vers l'autre extrémité. Puisque la charge totale de la maille numéro mk s'écrit : $Q_{mk} = q_{mk} a_{mk}$ (a_{mk} est la surface de la maille capacitive), l'on peut écrire l'équation (10) :

$$V_c = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{M_k} Q_{mk}(t') [pp^+_{(mk)} - pp^-_{(mk)}] \quad (11)$$

$$\text{avec } pp_{ij} = \frac{1}{a_j} \int_{S_j} \int_{S_i} \frac{1}{4 \pi \epsilon_0} \frac{1}{|\vec{r}_i - \vec{r}'|} ds'$$

Cette procédure est comparable à ce qui a été fait pour les inductances partielles. Les coefficients pp_{ij} sont communément appelés les coefficients de potentiel partiel [23]. Chaque terme de l'équation (11) représente donc la différence de potentiel au long d'une maille capacitive $V_{ij} = \Phi_i - \Phi_j$. Les coefficients de potentiel partiel sont généralement contenus dans une matrice $[pp_{ij}]$ définie comme ci-dessous:

$$[\Phi_{ij}] = [pp_{ij}] [Q_{ij}]$$

Il existe divers logiciels pour le calcul de ces coefficients de potentiel partiel telle que FASTCAP [48], C3Dstar [52,23]. Les coefficients de potentiel partiel sont reliés à la notion de coefficients de capacité partielle par la relation suivante [40,2,Rue] :

$$cp_{ij} = pp_{ij}^{-1}$$

Comme dans le cas des inductances partielles, on a affaire à une self capacité partielle si $i=j$, et à une mutuelle capacité partielle si $i \neq j$. Le concept de capacité partielle sera illustré maintenant à travers un exemple de trois conducteurs comme le montre la figure 1. 8.

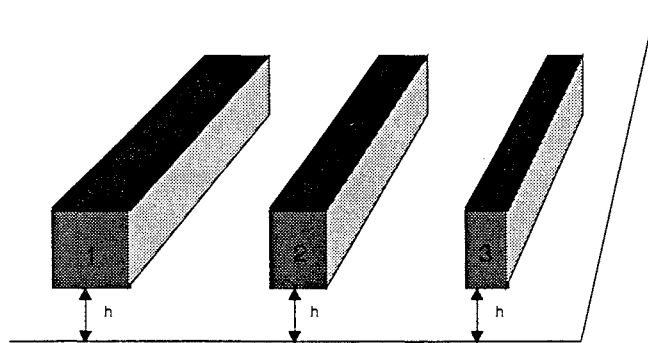


Fig. 1. 8 : 3 conducteurs au dessus d'un plan de masse

Au niveau capacitif, cet ensemble correspond au schéma électrique suivant :

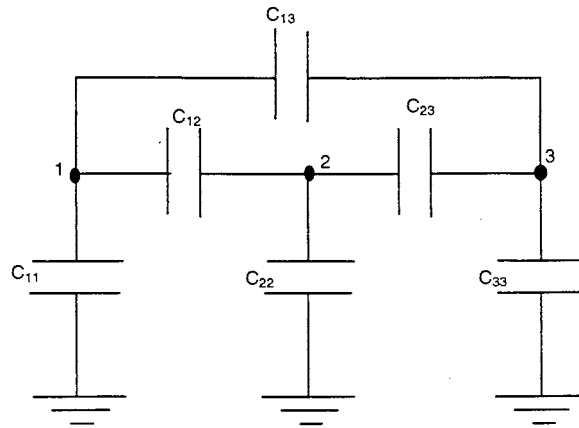


Fig. 1. 9 Schéma électrique équivalent de l'ensemble de trois conducteurs.

Dans la figure 1. 9, C_{11} , C_{22} , et C_{33} correspondent aux self capacités partielles, et C_{12} , C_{13} et C_{23} aux mutuelles capacités partielles. Les selfs capacités partielles correspondent à la capacité de chaque conducteur individuel en l'absence des deux autres, et se réfère par rapport à un point neutre de potentiel zéro. Dans le cas d'un conducteur au-dessus d'un plan de masse, ce point est généralement le plan de masse. Au niveau électrique, ce point introduit un noeud supplémentaire, qui complique parfois inutilement la représentation par circuit électrique. Par la figure 1. 9, il est facile de voir que l'on peut éliminer ce point neutre en reconnaissant qu'il ne constitue qu'un noeud intermédiaire du chemin capacitif d'un noeud électrique à l'autre. Par exemple, les capacités C_{11} et C_{22} se trouvent en série entre les noeuds 1 et 2 à travers le point neutre, et cet ensemble se trouve en parallèle avec la capacité C_{12} . Si l'on regroupe au maximum les capacités partielles, on peut simplifier le schéma de la Fig. 1. 9, et le ramener au schéma électrique suivant :

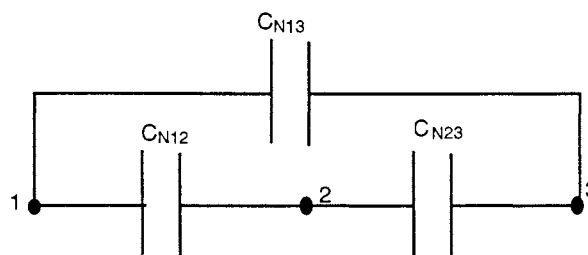


Fig. 1. 10 Schéma électrique avec capacités équivalents de paire de noeuds

Ces capacités s'appellent les capacités de paire de noeuds. Dans le cas où les mutuelles capacités partielles ne sont pas négligeables, il peut être utile d'utiliser les capacités de paire de noeuds.

Dans la littérature, on peut trouver de nombreuses formules analytiques qui permettent de calculer les valeurs des capacités partielles des conducteurs rectangulaires disposés parallèlement ou perpendiculairement. [23,52,54,56,44,46,tMERI]. Cependant, dans le cas de pistes au-dessus d'un plan de masse, les mutuelles capacités partielles entre pistes seront négligeables devant les selfs capacités partielles entre chaque piste et le plan de masse [tSCHA]. Ceci facilite beaucoup la modélisation, car

chaque piste peut alors être représentée par une capacité entre cette piste et le plan de masse. On peut connecter de plusieurs manières cette capacité au circuit équivalent inductif. Par analogie avec les modèles à paramètres localisés rencontrés chez les modèles de Lignes de Transmission, on peut arranger les L-C qui constituent le circuit électrique équivalent dans une forme : T, π , Γ ou Γ -inverse (\neg) [CPa2]. Nous avons opté pour une représentation par schéma électrique de forme Γ -inverse, ce qui correspond à connecter une capacité partielle à chaque fin de conducteur (\neg).

La valeur de cette capacité a été calculée au moyen de l'expression donnée par Wheeler/Schneider [46], qui semble être la plus précise parmi les formules de capacité linéique [tSCHA]. Cependant, il est à noter qu'en réalité, la capacité d'une piste de circuit imprimé, en particulier celle d'une piste large, n'est pas proportionnelle à la longueur dû aux effets de bord.

La formule de Wheeler/Schneider concerne la capacité linéique entre une piste conductrice de largeur w , d'épaisseur t , déposée sur un substrat diélectrique de valeur ϵ_r , et d'épaisseur h , lui même au dessus d'un plan de masse (Fig. 1. 11)

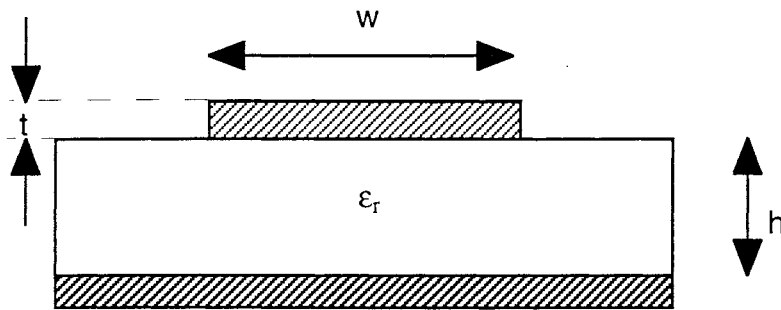


Fig. 1. 11 Piste au dessus d'un plan de masse

La formule de Wheeler/Schneider prend en compte le fait qu'une partie des lignes de champ traverse l'air au lieu du diélectrique en introduisant une constante diélectrique effective. Elle prend également en compte le fait que les lignes de champ sont influencées par l'épaisseur de la piste en introduisant une largeur effective w_{eff} :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-1/2}$$

$$w_{eff} = w + \frac{t}{\pi} \ln \left(\frac{4e}{\sqrt{\frac{t^2}{h} + \left(\frac{1}{\pi(\frac{w}{t} + 1.1)}\right)^2}} \right)$$

La valeur de la capacité linéique s'obtient alors par :

$$C = \frac{1.122 \epsilon_{eff}}{\ln \left(1 + \frac{1}{2} \frac{8h}{w_{eff}} \left(\frac{8h}{w_{eff}} + \sqrt{\left(\frac{8h}{w_{eff}}\right)^2 + \pi^2}\right)\right)} \text{ en pF/cm}$$

Cette expression a été utilisée pour calculer la self capacité partielle des pistes au dessus d'un plan de masse en deux cas : le circuit imprimé classique (CI), et le Substrat Métallique Isolé, (SMI).

1.1.5 La Méthode des Moments

Cette méthode a un domaine d'application plus large que la méthode PEEC et la méthode des Lignes de Transmission. D'une part parce que la méthode ne se limite pas aux cas quasi-statiques, et d'autre part parce qu'elle n'impose pas le mode de propagation transversal. Il s'agit en fait d'une méthode très générale de résolution d'équations intégrales. On peut écrire l'équation intégrale dans une forme temporelle, mais la plupart du temps on l'écrira dans une forme fréquentielle.

Bien que la méthode existe depuis le début du siècle sous différentes formes [Mil], elle n'était pas très populaire avant que les ordinateurs apparaissent dans les années soixante. C'est depuis le livre désormais classique de Harrington (1968) [Har] que la méthode a connu son essor, et qu'elle a été appelée Méthode des Moments. Afin de comprendre les différences entre la méthode des Moments et la méthode PEEC, on étudiera un cas très semblable au cas précédent, à savoir un bon conducteur dans des conditions quasi-statiques. On insiste sur le fait que bien que l'on étudie un cas quasi-statique, la méthode des Moments ne se limite pas à ce genre de cas. On n'étudiera pas les détails de la résolution de la méthode, mais on se contentera d'en tracer les grandes lignes. Notre but est de nouveau d'évaluer les inductances d'une structure bien conductrice. Comme on l'a déjà fait auparavant, on exprimera le champ électrique total en un point P à l'intérieur du conducteur par une équation intégrale (EFIE) :

$$\frac{\vec{J}(\vec{r}',t)}{\sigma} + \sum_{k=1}^K \frac{\partial}{\partial t} \left[\frac{\mu_0}{4\pi} \int_{V_k} \frac{1}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \vec{J}(\vec{r}',t) dv' \right] = -\nabla\phi(\vec{r},t)$$

Les conditions quasi-statiques permettent de considérer que les solutions inductives et capacitatives sont complètement indépendantes. Cette équation sera discrétisée par un maillage. Pour résoudre numériquement cette équation, on doit d'abord trouver une solution homogène en mettant le membre droit de l'équation à zéro. Ensuite une solution particulière, qui représente l'influence de la tension appliquée au conducteur, doit être trouvée. La méthode de Moments permet de trouver ces solutions numériquement. L'inductance partielle peut alors être trouvée en intégrant les solutions sur le volume du conducteur de la manière suivante :

$$\int_V \vec{A} \vec{J} dV = L I^2$$

$$\int_V \vec{J} dV = I^2$$

On a donc besoin de résoudre d'abord tous les courants avant de pouvoir connaître les inductances. On voit clairement les avantages de la méthode PEEC dans ce cas : premièrement les inductances partielles peuvent être calculés sans calculer la répartition des courants, et deuxièmement, puisqu'on se sert de solutions formelles (connues a priori), on n'a plus besoin de résoudre l'équation EFIE numériquement. Si les conditions d'utilisation du conducteur changent, la méthode PEEC n'oblige pas

à résoudre de nouveau l'équation intégrale pour connaître la répartition du courant, parce que les valeurs des inductances partielles n'en dépendent pas. Par contre, si on utilise la Méthode des Moments, on doit tout recommencer, car les courants auront changés.

1.1.6 La méthode des Lignes de Transmission.

Un réseaux d'interconnexions doit être considéré en général comme un assemblage de guides. L'étude de la propagation des signaux doit donc se faire rigoureusement par la résolution des équations de Maxwell. Cependant, les résultats d'une telle analyse s'expriment généralement par des grandeurs locales (champs E et H) ou globales (paramètres de propagation des modes). Pour les applications en électronique de puissance, il est nécessaire de connaître le comportement des interconnexions lorsqu'elles font partie d'un convertisseur dont le fonctionnement est décrit en terme de courant et tension. Pour cela, la procédure générale consiste à définir un modèle équivalent au réseau d'interconnexions. Ce modèle ne doit faire intervenir que des tensions et des courants. Un exemple d'un tel modèle est la Ligne de Transmission. On peut montrer qu'il est toujours possible d'établir ce modèle, même lorsqu'on a affaire à des guides dispersifs ou dissipatifs. Bien entendu, lorsque la fréquence des signaux est suffisamment faible et que la géométrie des interconnexions le permet, les paramètres de ce modèle équivalent peuvent être directement déduits de la géométrie par des calculs de capacités, selfs et conductances statiques. Cette approche est souvent suffisante, cependant, lorsque la fréquence devient très élevée ($f > 1$ GHz) ou **lorsque la géométrie devient moins favorable**, une analyse complète dynamique est nécessaire [Ser,Ang].

Une ligne de transmission consiste en une paire de lignes portant des courants de valeur égales, mais de signes opposés. Dans les lignes longues et étroites, le principal mode de propagation des ondes électromagnétiques lié au courant de Mode Différentiel est le mode TEM. (champs transversaux au sens du courant [CPa1],). La structure des champs dits TEM peut être caractérisée en deux dimensions, c'est à dire que la dépendance de la structure des champs de la position longitudinale n'est pas prise en compte. Ceci se justifie par le fait que les équations de la ligne ont été déduites pour une paire de longueur infinie (pas d'effets de bords).

La forme TEM permet de calculer les valeurs des composants électriques équivalents par unité de longueur (paramètres linéiques). La méthode des Lignes de Transmission est un outil de calcul de ces paramètres. En principe, la méthode donne les paramètres distribués d'une structure (constantes réparties), et permet alors de calculer la tension et le courant en un point P de la ligne. Pour cela, elle résout les équations de la Ligne de Transmission, également connu sous le nom des équations du télégraphiste [Ser].

Lorsque une interconnexion est électriquement courte (voir § 1.1.3), on peut approximer les équations du télégraphiste par des circuits électriques à paramètres localisés (composants électriques équivalents), comme on a déjà vu pour la méthode PEEC. Les valeurs de ces composants s'obtiennent en multipliant les paramètres linéiques par la longueur de l'interconnexion. Dans le cas du calcul de l'inductance d'une paire de lignes, elle s'obtient en multipliant l'inductance linéique de la ligne par sa longueur. Cependant, il est important de réaliser que si l'on approxime les équations du télégraphiste par des réseaux de composants passifs, on ne fait rien de mieux qu'une approximation du mode de

propagation TEM.

En réalité, le mode TEM ne peut pas exister dans une ligne, car la conductivité (σ) finie donne toujours lieu à un champ électrique longitudinal en plus du champ électrique transversal. C'est pourquoi l'approximation d'un champ réel par un champ TEM est généralement appelée l'approximation quasi-TEM. Lorsque les fréquences deviennent très élevées (pour des structures pratiques au delà de 1 GHz), d'autres modes de propagation que le mode TEM apparaissent spontanément. Cela dépend également de la distance entre les deux conducteurs d'une ligne, mais dans les applications en électronique de puissance, ces modes ne sont pas encore excités.

Si par contre il y a des asymétries dans les courants de la ligne dues à la présence de courants de Mode Commun, ou si les conducteurs subissent des effets de bord, le mode de propagation n'est plus limité au mode TEM, même en basse fréquence. La structure des champs va dépendre de la position longitudinale sur la ligne. Alors, la méthode des Lignes de Transmission ne permet plus de calculer les paramètres distribués, ni les paramètres localisés. On doit faire appel aux méthodes 3D telle que la méthode (r)PEEC ou la méthode des Moments.

1.1.7 Comparaison entre la méthode PEEC, la méthode des Lignes de Transmission, et la Méthode des Moments (MoM)

Si l'on est dans des conditions de validité de la théorie des Lignes de Transmission, cette méthode permet de modéliser les interconnexions jusqu'à environ 1 GHz. Si par contre il y a des asymétries dans les courants de la ligne dû à la présence de courants de Mode Commun, ou des inhomogénéités dans la répartition des champs dû à la faible longueur de l'interconnexion, le mode de propagation n'est plus limité au mode TEM. La connexion peut alors être modélisée par un circuit électrique équivalent (à paramètres localisés) dont les valeurs peuvent être calculées à l'aide de la méthode PEEC. Si l'on respecte la contrainte $L < \lambda/10$ pour la longueur maximale d'un élément partiel, la méthode PEEC permet d'aller jusqu'à environ 500 MHz [76] (longueur traitée : 25 cm).

Si l'on fait l'approximation des équations de la Ligne de Transmission par des circuits à paramètres localisés, on peut accéder aux grandeurs électriques à l'entrée et à la sortie de chaque tronçon de ligne, mais ces grandeurs ne peuvent pas être reliées directement aux valeurs électriques réelles, car les composants représentent les effets électromagnétiques de deux conducteurs à la fois.

Dans le cas des méthodes basées sur l'approximation quasi-statique, si ces conditions ne sont plus respectées, la représentation des interconnexions par des circuits électriques passifs devient impossible, et on doit faire appel à méthode rPEEC ou la méthode des Moments (MoM). La méthode rPEEC et la méthode des Moments sont valides pour des fréquences jusqu'à 1 GHz pour la plupart des structures. Au delà de 1 GHz, l'interconnexion doit être étudiée à l'aide de la théorie des guides d'ondes. Toutefois, dans les structures employées actuellement en électronique de puissance, les fréquences ne dépassent pas encore 200 MHz, et permettent de faire l'approximation quasi-statique pour la plupart des cas. Il devient alors très intéressant d'utiliser la méthode PEEC au lieu de la méthode des Lignes de Transmission pour trois raisons : les valeurs des composants passifs calculées par la méthode sont plus précises, les grandeurs électriques courant et tension sont disponibles sur toute maille de la structure, et les courants de Mode Commun et de Mode Différentiel peuvent être

modélisés en même temps.

La Méthode des Moments permet d'évaluer les valeurs des composants électriques équivalents sans restriction à un mode de propagation, mais connaît alors de longs temps de calcul. Depuis 1991, la méthode (r)PEEC permet également de modéliser la totalité des modes de propagation existants jusqu'à 1 GHz, et présente en plus l'avantage de temps de calculs beaucoup plus faibles.

C'est pourquoi dans l'état actuel des choses, la méthode des Moments et la méthode rPEEC sont appelées des méthodes à pleine-ondes (full-wave methods), tandis que la méthode des Lignes de Transmission est toujours une méthode à onde TEM. Ceci est également vrai pour la méthode MTL (Multiconductor Transmission Line). Cette méthode est une version plus récente de la méthode des Lignes de Transmission permettant de prendre en compte la diaphonie entre conducteurs [CPa2].

Pour illustrer la différence entre la méthode PEEC et la méthode des Lignes de Transmission, on va calculer l'inductance d'un ensemble de deux pattes d'un composant courant. (connexion courte). Cet ensemble est constitué de deux conducteurs portant des courants de valeurs égales, et de signes opposés. Il s'agit de deux fils ronds de diamètre $d=0.8$ mm, longueur $l=1.27$ cm, espacés de 0.635 cm. Si l'on utilise la méthode PEEC, l'on trouve pour l'inductance totale : $L=12$ nH, et si l'on utilise un modèle de Lignes de Transmission à paramètres localisés, l'on trouve $L=14$ nH [CPa2]. On voit donc qu'avec la méthode des Lignes de Transmission, on surestime la valeur de l'inductance dans ce cas.

La méthode PEEC est actuellement implantée dans le logiciel InCa qui génère automatiquement les circuits électriques inductifs et résistifs au format PSPICE. Pour l'instant, la version PEEC de 1972 a été implantée, mais grâce à une technique de programmation très transparente (gestion des bases de données orientées objets [tCLAV]) de futures extensions sont facilement implantables.

Tenant compte de la miniaturisation permanente, aussi bien dans le domaine de l'électronique numérique que dans le domaine de l'électronique de puissance, la méthode (r)PEEC paraît bien adaptée aux futures applications.

1.2 Modélisation de semiconducteurs de puissance

Lors de la simulation fine de convertisseurs de puissance, il est non seulement nécessaire de disposer de modèles précis d'interconnexions, mais également de modèles des composants réellement présents dans le convertisseur, tels que semiconducteurs, résistances, selfs et condensateurs. La modélisation précise des semiconducteurs est d'importance primordiale, car leur fonctionnement influe fortement sur la nature et la grandeur des formes d'ondes. Les perturbations électromagnétiques seront également affectées tant en mode conduit qu'en mode rayonné.

C'est principalement pendant les commutations que les plus grandes perturbations sont créées, et puisque ce processus est régi en partie par les semiconducteurs, c'est leur comportement en commutation qui nécessite la plus grande attention. Notre but est de simuler l'ensemble convertisseur-interconnexion au moyen d'un simulateur tel que PSPICE. Ceci implique que les modèles de semiconducteurs utilisables ne peuvent consister qu'en des réseaux de composants électriques actifs ou passifs. Or, les modèles que l'on peut trouver dans la littérature sont souvent sous forme

d'équations (différentielles aux dérivées partielles), qui ne sont pas directement implantables dans PSPICE. On se trouve donc dans une situation où des modèles de plus en plus performants deviennent disponibles, mais ne peuvent pas toujours être utilisés dus à l'incompatibilité avec PSPICE. La transformation d'un modèle sous forme d'équations en circuit électrique équivalent se fait parfois quelques années plus tard grâce à des approximations ; c'est pourquoi les modèles de semiconducteurs utilisés dans cette thèse ne correspondent pas aux modèles les plus récents que l'on peut trouver dans la littérature. Il existe des simulateurs électriques tels que SABER qui permettent de mélanger des composants électriques avec des équations, mais ces simulateurs sont beaucoup moins répandus que PSPICE, et, dans le cas de SABER, très coûteux (1996). D'ailleurs, les versions les plus récentes de PSPICE (Microsim 1996) sont de mieux en mieux adaptées à l'implantation de systèmes d'équations. En particulier, l'arrivée du module "ABM" (Analog Behaviour Modeling) semble être un pas en avant dans ce domaine. L'état de l'art en terme de modélisation de semiconducteurs décrit ici se veut l'état de la modélisation des semiconducteurs par circuit électrique équivalent plutôt qu'un résumé de tous les modèles disponibles. Un bon aperçu des principaux modèles de composants semiconducteurs de puissance et de leur implantation dans les simulateurs de circuits est donnée en [MOS 3].

L'ensemble des modèles de semiconducteurs peut se diviser en deux groupes : un groupe de méthodes qui emploie une technique de modélisation appelée "macro-modélisation", basé sur le comportement empirique du semiconducteur, et un groupe appelé "micro-modélisation", basé sur les équations physique du semiconducteur.

Dans le premier cas le comportement entrée/sortie du semiconducteur est représenté par un circuit électrique équivalent, qui consiste généralement en des composants tels que résistances, capacités, et sources commandées. Les valeurs de ces composants sont choisies de façon à ce que le comportement du semiconducteur modélisé corresponde le mieux possible au comportement mesuré. Ces modèles sont également appelés : modèles comportementaux.

Dans le deuxième cas, on se base sur les équations de la physique du semiconducteur, telles que l'équation de diffusion, l'équation de continuité de trous/électrons etc. Ces équations ont des paramètres qui sont entièrement déterminés par les dopages et les dimensions physiques de la puce de silicium. L'inconvénient de ces modèles est qu'ils sont difficilement implantables sous forme de circuit électrique équivalent.

L'inconvénient des modèles comportementaux réside surtout dans le fait que l'identification des paramètres du modèle se fait pour un point de fonctionnement, et que souvent ces paramètres ne sont valables que pour ce point de fonctionnement. Ceci provient du fait que les équations qui régissent les modèles comportementaux sont découplées des phénomènes physiques qui se produisent au sein du semiconducteur. [Diode 2,9,10].

Les modèles les plus appropriés pour nos applications sont des modèles physiques (micro-modèles) avec une représentation par circuit électrique équivalent. On doit pouvoir trouver les paramètres de ces modèles à partir de données des constructeurs, et la validité des modèles ne doit pas dépendre du point de fonctionnement. Dans les deux paragraphes suivants, les modèles existants de Diode et de transistor MOSFET de puissance seront analysés.

1.2.1 Modélisation de la Diode

La diode est un composant très fréquemment utilisé en électronique de puissance, tant en fonction de diode de roue-libre qu'en diode de redressement.

Le modèle de diode de PSPICE date de 1975 environ, et ne prend pas correctement en compte les phénomènes essentiels comme le recouvrement et la phase de remontée du courant et de la tension. L'identification des paramètres du modèle de PSPICE est possible au moyen du module PARTS de PSPICE. Ces paramètres sont calculés par PSPICE après l'introduction d'un certain nombre de données constructeurs que l'on peut trouver dans les datasheets. Comme on le verra dans le chapitre 3, l'utilisation de PARTS ne suffit pas pour obtenir un modèle de diode suffisamment précis, car la structure de ce modèle est trop simple par rapport au nombre de phénomènes différents à prendre en compte. Le schéma équivalent du modèle de Diode de PSPICE est donné dans la figure 1. 12.

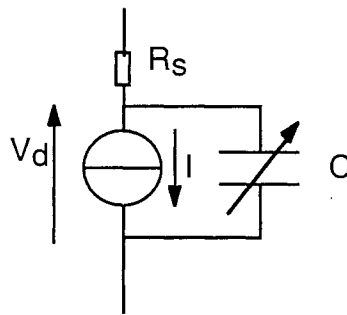


Fig. 1. 12 Schéma électrique équivalent de diode de PSPICE.

Dans ce modèle, R_s représente la somme des résistances d'accès à la jonction, et C la somme de phénomènes capacitifs de la diode. La capacité C connaît deux contributions : une partie constituée par la capacité de jonction C_j , et une partie qui est censée prendre en compte les phénomènes transitoires C_t . La partie de capacité de jonction C_j est variable avec la tension de jonction, ce qui est en accord avec la théorie, mais la partie transitoire C_t n'est pas suffisante pour représenter la totalité des phénomènes transitoires. En particulier dans la phase qui suit le recouvrement, il y a dissipation d'énergie, ce qui ne peut avoir lieu au sein d'une capacité. La source de courant dépend de la tension de jonction de diode V_d comme décrit dans le manuel de PSPICE [13].

Pour remédier aux problèmes dus à l'insuffisance du modèle de diode de PSPICE, plusieurs nouveaux modèles ont été proposés dans la littérature. Un exemple d'amélioration du modèle de diode de PSPICE est donné par Xu/Schröder en [1]. Ce modèle est un modèle physique, mais l'évaluation de ses paramètres et l'implémentation en PSPICE sont très difficiles. Le modèle proposé en 1990 par Liang/Gosbell [2] est également compatible avec PSPICE, mais est malheureusement un macro-modèle dont la plage de validité est restreinte.

Un modèle plus universel et très simple a été proposé par Lauritzen [3] en 1991. Ce modèle prétend prendre en compte correctement les phénomènes de recouvrement. Malheureusement, il s'agit d'un micro-modèle aux équations différentielles que l'on ne peut pas implanter dans PSPICE. L'amélioration de ce modèle en 1993 [4] par inclusion du phénomène de recouvrement direct n'a pas

pour autant résolu le problème de l'incompatibilité avec PSPICE. En fait, ces modèles sont uniquement utilisables sur le simulateur SABER que nous ne possédons pas.

La méthode de modélisation proposée en 1992 sous le nom de la méthode hybride [5,6] est encore moins utilisable ; elle nécessite l'utilisation simultanée de SABER et de FORTRAN.

En 1994, une amélioration du modèle PSPICE a été proposée [7] qui prend en compte l'évolution de la répartition des charges stockées en fonction de la fréquence. C'est donc particulièrement intéressant pour les études de compatibilité électromagnétique. Il s'agit d'un modèle physique qui prétend inclure correctement le recouvrement, même en commutation très rapide, mais il est fait pour le simulateur MISIM (Model Independent Simulation Framework).

On se voit de nouveau confronté au problème de l'incompatibilité avec PSPICE. Le modèle proposé en 1994 par Strollo [9,10] est un modèle physique qui inclut les deux types de recouvrement, et semble être valide en très haute fréquence. Bien que ce modèle soit compatible avec PSPICE, pas assez de détails sont donnés quant à son utilisation. Un modèle de diode plus récent (1995) proposé par Mantooth [8], est une combinaison de plusieurs modèles plus anciens et n'est implantable qu'en SABER. C'est pourquoi dans cette thèse on a utilisé le modèle comportemental proposé par Batard [11]. Bien que ce modèle ne soit valable que pour un point de fonctionnement, le recouvrement est bien modélisé, même pour les diodes à courant de recouvrement élevé, et pour les diodes rapides [tLabo,11]. Le schéma électrique de ce modèle est donné sur la figure 1. 13.

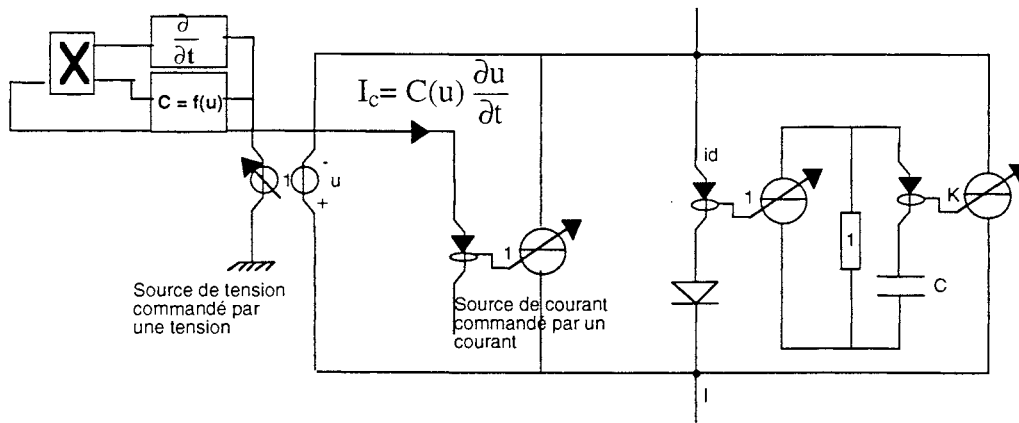


Fig. 1. 13 : Modèle CEM de la diode

Dans ce modèle, il y a deux parties : la partie droite qui représente le comportement intrinsèque de la diode et la partie gauche qui représente la capacité de jonction à valeur variable ($I = C(u) \frac{du}{dt}$). Dans la partie droite, l'ensemble R-C en parallèle représente le recouvrement à l'ouverture de la diode. La charge stockée est modélisée par la capacité C. La valeur de la charge stockée dépend de la valeur du courant avant l'ouverture de la diode, et le facteur K permet de régler la constante de temps après le recouvrement. La diode au centre de la figure 1. 13 est une diode à paramètres standards de PSPICE, qui assure la partie du fonctionnement idéal de la diode réelle.

Nous avons retenu ce modèle.

1.2.2 Modèle du MOSFET

Bien que le MOSFET (de puissance) soit un composant beaucoup plus récent que la diode, le nombre de ses modèles est plus élevé. Les premiers MOSFET datent de 1968 environ, et connaissent principalement des applications en faible puissance. Le MOSFET de puissance n'apparaît qu'au début des années 80 et ne présente pas encore un modèle précis universel. Comme dans le cas de la diode, il y a deux grandes lignes à distinguer dans les modèles de MOSFET : une ligne de modèles comportementaux (macro-modèles) et une ligne de modèles physiques (micro-modèles).

Par contre, il y a aussi une classe de modèles intermédiaires, ce sont les modèles appelés semi-empiriques, dont certains paramètres dépendent de la physique du semiconducteur, et d'autres dépendent de courbes mesurées ou obtenues par data sheets. Ces modèles marient parfois les avantages des macro- et micro-modèles : le nombre de paramètres est limité grâce à une approche par macro modélisation, et la précision est garantie sur une plage de fonctionnement plus ou moins grande grâce à l'aspect micro-modélisation. Toutefois, on voit que l'implantation de nouveaux modèles de MOSFET en PSPICE se fait souvent beaucoup plus tard que leur apparition.

De plus, le logiciel PSPICE n'est pas dédié à l'électronique de puissance. Il n'est donc pas étonnant de voir que les modèles de MOSFET implantés sont des modèles de MOSFET faible puissance. Le fonctionnement d'un MOSFET de puissance est assez différent du fonctionnement d'un MOSFET faible puissance. [3,4]. En fait, le MOSFET de puissance ne peut être bien modélisé que par un système d'équations algébriques et différentielles [3].

Les modèles proposés par Schröder et al. [1] et Shenai [2] utilisent le modèle de PSPICE comme noyau, auquel sont ajoutés des équations et d'autres éléments. Le modèle de Shenai utilise le PSPICE modèle level 2 comme noyau, et n'est utilisable qu'avec SABER. Le modèle de Schröder/Xu n'est valable que pour une étroite plage de fonctionnement. Le modèle semi-empirique proposé par Lauritzen [5] est un modèle à la fois simple et valide sur une plage de fonctionnement, mais n'est utilisable qu'avec SABER. Le modèle comportemental proposé par le LEG [6] semble être précis, mais ne peut être implanté en PSPICE, car il consiste en une succession de phases à topologie électrique différentes pendant lesquelles différents types d'équations sont à résoudre. Dans cette étude, on a donc été astreint à utiliser les modèles fournis par PSPICE, qui sont en principe des modèles de MOS de faible puissance.

Dans la version de SPICE de 1975, connu sous le nom SPICE2, il y a deux modèles de MOSFET, appelé level 1 et level 2. Le modèle level 1 date de 1968, et n'inclut que des phénomènes dits du premier ordre [7,8]. Ce modèle n'est utilisable que pour tester le fonctionnement global d'un circuit électrique, et ne permet pas d'obtenir de formes d'ondes précises en commutation. Le modèle level 2, qui date de 1971 [8] est une amélioration du modèle level 1. Il s'agit d'un modèle analytique (micro-modèle), qui inclut les phénomènes dits du deuxième ordre. Ce modèle est adapté aux MOSFET de faible puissance et de faibles dimensions tels que rencontrés dans les circuits intégrés numériques. La modélisation des capacités de jonction n'étant pas satisfaisante, le modèle level 2 a été amélioré en 1983 [9], en incluant le principe de conservation de charge.

Dans la version de SPICE de 1980, on trouve un nouveau modèle appelé le modèle MOS level 3 [10]. Il s'agit d'un modèle semi-empirique, qui semble également être une amélioration du modèle level 2,

mais qui connaît une plage de validité étroite. Ce modèle est utilisable pour des applications en électronique de puissance mais reste cependant problématique. L'amélioration qu'apporte le modèle level 3 consiste entre autres en une meilleure manière de représenter les capacités de jonctions non-linéaires.

Le grand problème du modèle level 3 est la détermination de ses paramètres. Plusieurs auteurs ont proposé des méthodes pour extraire ses paramètres. La procédure proposée par Maimouni [11] semble très complexe. Une procédure d'extraction de paramètres est décrite à l'issue de laquelle on peut créer une bibliothèque de paramètres level 3 personnalisée. La combinaison du modèle level 3 à paramètres extraits avec quelques composants supplémentaires permet de compenser les différences entre un MOSFET de faible et de forte puissance. Nous n'avons pas testé ce modèle.

Une autre manière d'obtenir les bons paramètres du modèle level 3 est l'utilisation d'un module relativement récent de PSPICE, appelé "PARTS" [7]. En utilisant ce module, l'utilisateur lance une procédure d'extraction automatique de paramètres basés sur des données de DATASHEETS. Pour chaque paramètre, l'utilisateur doit introduire à la main un certain nombre de données dont ce paramètre dépend. La plupart de ces données sont fournies par le constructeur, mais elles ne sont pas toujours complètes. La variation de la capacité de jonction C_{oss} en fonction de la tension drain-source par exemple s'arrête souvent à 50 V, alors que dans beaucoup d'applications on utilise le MOS à une tension largement supérieure à 50 V. On peut remédier à cette situation en faisant des mesures soi-même. Par ailleurs, le temps de commutation en courant est également nécessaire.

En 1987, un nouveau modèle MOSFET a été développé, qui se trouve actuellement implanté en PSPICE comme MOS level 4. Il s'agit du modèle BSIM, (Berkeley Short-Channel IGFET) [12]. Bien que ce modèle soit encore une extension du modèle level 3, le manuel PSPICE ne fournit pas assez d'informations quant à l'extraction des 27 paramètres. On ne peut donc l'utiliser.

Dans le manuel fourni par International Rectifier de 1993, un modèle de MOSFET de puissance est proposé qui prend en compte certains phénomènes qui sont typiques pour le MOSFET de puissance. En particulier la variation de la capacité entre grille et drain, dite capacité de Miller, a été mieux modélisée. Au modèle standard level 3, qui contient déjà une capacité grille-drain de valeur variable, une autre capacité a été ajoutée, qui doit compenser la différence entre un MOSFET de faible puissance et un MOSFET de puissance. Cependant, International Rectifier est le seul fabricant qui fournisse les valeurs des paramètres de ce modèle. De plus, on ne les trouve pas dans les datasheets standards, mais uniquement dans les datasheets individuelles, qui accompagnent le composant.

Dans la version PSPICE de 1996, fournie par MICROSIM, on trouve deux modèles supplémentaires, le MOS level 5 et le level 6. Tous les deux sont basés sur une version plus récente du modèle BSIM, le modèle BSIM3 [12,13]. L'utilisation du modèle level 5 est déconseillée dans le manuel car il contient des erreurs. Le modèle level 6 est un modèle physique très complexe. L'extraction des paramètres ne peut se faire qu'avec un logiciel spécial [13], qui n'est pas fourni avec Microsim PSPICE. De plus, il faut des informations très détaillées sur la géométrie et la technologie du circuit intégré. On n'a pas validé entièrement ce modèle.

La topologie du modèle du MOSFET de PSPICE est la même pour tous les modèles, mais les valeurs et les paramètres des composants dans ce modèle dépendent du niveau (level) utilisé. Les formules associées aux divers composants sont données dans le manuel de PSPICE de MICROSIM 1996 [7].

Dans la figure 1. 14, l'on voit le symbole d'un transistor MOSFET à canal-n. La figure 1. 15 donne le schéma électrique équivalent du MOSFET utilisé par PSPICE.

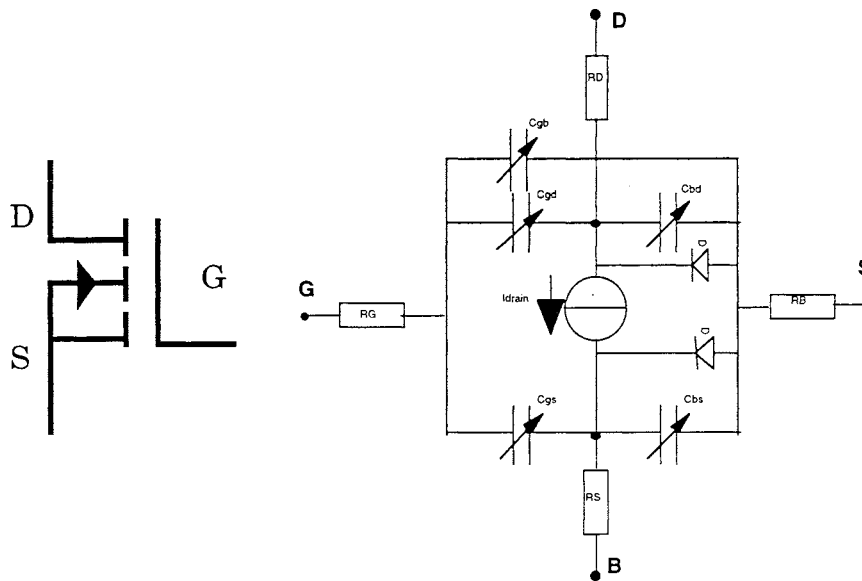


Fig. 1. 14 Symbole d'un MOSFET canal-n **Fig 1. 15.** Schéma équivalent du MOS de PSPICE

Dans la figure 1. 15, l'on voit un composant à quatre pattes, car les MOSFET de faible puissance possèdent, en plus des connexions habituelles, une connexion pour le substrat. Lors de l'utilisation du modèle de PSPICE, il est conseillé de connecter cette dernière à un potentiel au moins 15 V en-dessous du potentiel de la source du MOSFET. Ainsi, les capacités entre substrat et le transistor sont faibles, et n'influent pas sur les capacités des jonctions.

1.3 Modélisation des Composants Passifs

Lors de la modélisation d'un convertisseur, il est important de se rendre compte qu'aucun composant n'a un comportement idéal sur toute la plage de fréquence. Si l'on modélise les composants passifs uniquement par un schéma électrique équivalent qui constitue sa fonctionnalité (par exemple la représentation d'une capacité électrochimique par une capacité idéale), on peut commettre une grave erreur, et une simulation avec un tel modèle peut donner des résultats qui n'ont aucune ressemblance avec la réalité. Dans la plupart des livres traitant de la modélisation du comportement non-idéal des composants passifs, il y a des chapitres consacrés à la modélisation des composants passifs, et des fils de connexion et de circuit imprimé [CPa2, Goe]. Dans cette thèse, on considère que ce sujet a déjà été traité en partie dans le chapitre sur la modélisation des interconnexions. Il en est de même avec les pattes de composants actifs. On abordera successivement la modélisation des résistances réalisées en technologie CMS et en technologie carbone, la modélisation d'inductances et finalement la modélisation des capacités céramiques pour CMS et en technologie électrochimique.

1.3.1 Modélisation des résistances

A l'heure actuelle, la réalisation des résistances se fait principalement à l'aide de trois technologies différentes, à savoir la technologie carbone, la technologie film métallique et la technologie film bobiné. Du fait que les résistances bobinées ont toujours une inductance parasite élevée, dans le cas d'application en électronique de puissance (où il y a des fronts de courant très raides) cette inductance parasite devra être prise en compte. Cependant, il y a peu d'applications en électronique de puissance, (sauf Circuit d'Aide à la Commutation (CALC) et RSIL).

Puisque la résistance, comme tout composant passif, possède 2 fils de connexions par où transitent des courants de valeur égales, et de signes opposés, il est possible de modéliser leurs connexions par des circuits équivalents à paramètres localisés [CPa2]. C'est le même type de modèle que pour les lignes de transmission (Lumped-Pi-T- Γ), mais la valeur des composants L et C n'est pas obligatoirement trouvée par valeur linéique. La figure 1. 16 montre l'utilisation d'une résistance avec ses fils de connexion.

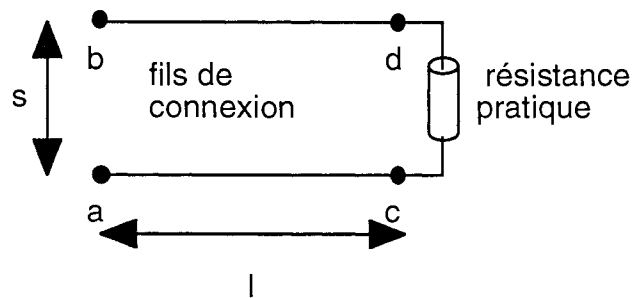


Fig. 1. 16 : Résistance pratique et ses interconnexions

Si on représente les interconnexions par un circuit équivalent à paramètres localisés du type Γ -inverse [CPa2], on a l'avantage de pouvoir combiner la capacité parasite des interconnexions avec la capacité de fuite de la résistance même, comme le montre les figures 1.17 et 1.18.

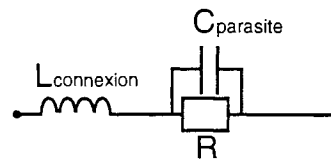
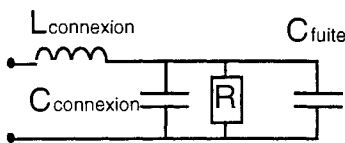


Fig. 1. 17 : Modèle de la résistance et ses interconnexions Fig. 1. 18 : Modèle simplifié

Suivant la fréquence d'utilisation, ce modèle se comporte consécutivement comme une résistance, comme une capacité et comme une inductance. Généralement, cela dépend de la technologie employée [CPa1]. Les résistances employées dans les convertisseurs de puissance de cette thèse sont tous réalisés en technologie CMS. L'avantage est qu'en-dessous de 100 MHz les phénomènes décrits ci-dessus ne se font pas sentir encore, et par conséquent on peut modéliser cette résistance comme une résistance idéale. Toutefois, l'inductance parasite des pistes de circuit imprimé reliant la résistance CMS au convertisseur est déjà prise en compte par le modèle d'interconnexions généré par InCa.

1.3.2 Modélisation des inductances

Contrairement aux condensateurs, le comportement désiré d'une inductance consiste en une impédance élevée à partir d'une certaine fréquence. Afin de réaliser des valeurs d'inductance importantes avec un nombre de spires réduit, on utilise un noyau magnétique. Cependant, l'emploi de noyaux magnétiques a au moins trois inconvénients :

- 1- la résistance série augmente
- 2- le noyau peut être saturé, ce qui réduit beaucoup la valeur de l'inductance.
- 3- la capacité parasite est susceptible d'augmenter

Le deuxième inconvénient affecte beaucoup les applications en électronique de puissance. A cause des valeurs élevées des courants, les selfs peuvent entrer en saturation. De plus, puisque la saturation est un phénomène non-linéaire, de nouveaux harmoniques sont créés, alors que le but était de les supprimer [Goe]. C'est pourquoi dans beaucoup d'applications en électronique de puissance, on préfère les selfs à air. Même si la self à air peut résoudre les problèmes dus à la saturation, elle connaît toujours le problème de la capacité parasite interspire, qui peut laisser passer des perturbations haute fréquence. Un modèle d'inductance et de ses connexions est donné dans la figure 1. 19.

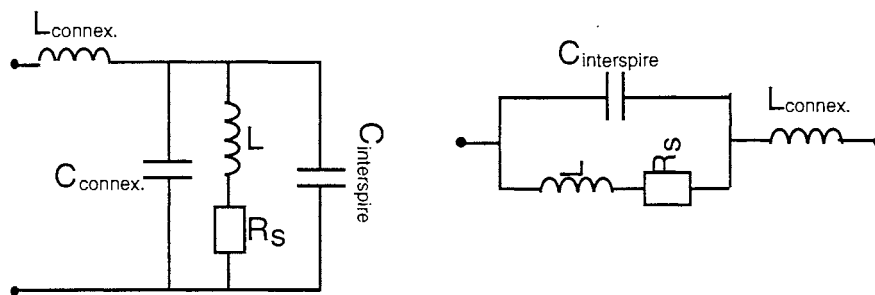


Fig. 1. 19 Circuit équivalent d'une inductance, et sa simplification

Dans ce modèle, $L_{\text{connex.}}$ et $C_{\text{connex.}}$ représentent de nouveau l'influence des connexions, L est la valeur de la self parfaite et R_s est la résistance série due aux spires. $C_{\text{interspire}}$ représente la totalité des capacités parasites interspires. Une self pratique peut alors être représentée par la version simplifiée comme le montre la figure 1. 19. Cet ensemble a un comportement qui est consécutivement résistif, inductif et capacitif.

On n'abordera pas ici la modélisation des transformateurs, car de nombreux travaux ont été réalisés au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble dans ce domaine [tBlac,tCogi]

Dans le domaine de la compatibilité électromagnétique, on emploie parfois des inductances pour bloquer ou faire passer certains types de perturbations. Un exemple est la self de Mode Commun, qui consiste en un ensemble de deux selfs fortement couplées. Pour les courants de signes inverses (courants de Mode Différentiel), les champs des deux selfs s'annulent presque entièrement, ce qui fait que ce type de courants ne voit presque pas d'inductance. Par contre les courants allant dans le même sens (courants de Mode Commun) créent des champs qui s'ajoutent. De ce fait, ce type de courant

subit une inductance série d'une valeur presque deux fois plus élevée que la valeur de chaque inductance individuelle. On voit donc que la self de Mode Commun fonctionne comme un filtre sélectif pour les perturbations de Mode Commun [Goe, CPa2,tSCHEI]. Pour correctement modéliser une self de Mode Commun, on peut généralement négliger la résistance série. Le modèle de chaque self ne consiste alors qu'en la mise en parallèle de l'inductance idéale et de la capacité parasite interspire (Fig. 1. 19). Cette capacité peut nuire grandement au bon fonctionnement de cette self.

1.3.3 Modélisation des condensateurs

Le problème des imperfections des condensateurs devient particulièrement crucial dans le cas où on les utilise pour établir un court-circuit sur une certaine plage de fréquences. Un exemple est le condensateur de découplage tel qu'utilisé sur les cartes numériques. Ce condensateur sert alors à court-circuiter les perturbations hautes fréquences causées par les transitions des portes logiques. Il existe de nombreux types de condensateurs dont les plus connus sont les condensateurs électrochimiques, le condensateur tantale, le condensateur céramique et le condensateur film au propylène [tAoud]. Les condensateurs électrochimiques et tantales peuvent avoir des valeurs de capacité relativement élevées, mais s'éloignent du condensateur idéal même à des fréquences relativement basses [Goe]. Les condensateurs céramiques ne peuvent pas réaliser de valeurs de capacités très importantes ($C_{\max} \approx 1 \mu\text{F}$), mais ont un comportement capacitif jusqu'à une fréquence beaucoup plus élevée (quelques dizaines de MHz) [CPa2]. C'est pourquoi ces capacités sont préférées lorsqu'on cherche à réduire le niveau de perturbations conduites ou rayonnées. Dans la figure 1. 20 on voit quelques exemples d'impédances de capacités, mesurées selon la méthode indiquée.

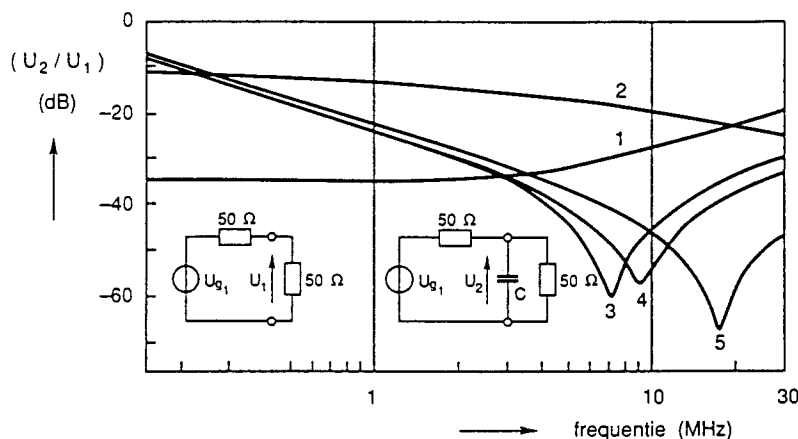


Fig. 1. 20 : Capacités de diverses technologies : 1 Aluminium (73 μF), 2 Tantale (470nF), 3 Film métallique (100nF), 4 Céramique (100nF, avec fils de connexion), 5 Céramique (100nF, CMS)

On voit que même pour des valeurs relativement faibles (100 nF), aucun condensateur n'a un comportement purement capacitif au-delà de 20 MHz. Ces comportements non-idéaux peuvent être modélisés par plusieurs types de circuits électriques équivalents. Ces schémas équivalents incluent le comportement non-idéal du condensateur lui-même ainsi qu'un éventuel modèle des fils de connexion.

Le modèle des fils de connexion, qui servent à relier le condensateur au reste du circuit, peut généralement être associé au modèle de celui-ci. En reconnaissant que la valeur de la capacité des connexions $C_{\text{connex.}}$ est faible devant la capacité intentionnelle C , et que la résistance de fuite $R_{\text{diél.}}$ est très grande devant la résistance série R_s , on peut effectuer une simplification comme le montre la figure 1. 21.

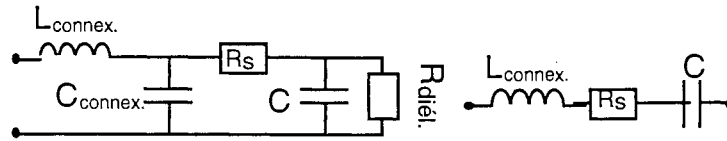


Fig. 1. 21 : Modèle élémentaire d'un condensateur et sa simplification

Dans ce modèle, l'inductance série de la connectique est constituée par les pattes, et la résistance série R_s par la résistance des pattes et la résistance d'armature et du diélectrique [tAOUD]. Dans la littérature, on parle de ESL (Equivalent Series Inductance) et ESR (Equivalent Series Resistance). Cependant, le schéma équivalent ci-dessus n'est pas suffisant pour représenter correctement les capacités électrochimiques, car R_s dépend en partie de la fréquence. Le modèle suivant proposé par Aouda [tAOUD] est au moins valable jusqu'à 1 MHz environ.

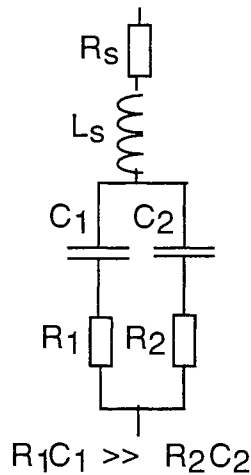


Fig. 1. 22: Modèle de capacité électrochimique (2RC)

Dans ce modèle, R_s et L_s représentent la résistance et l'inductance de l'armature, et les deux cellules R-C l'ensemble diélectrique-électrolyte. Les paramètres de ce modèles s'obtiennent en effectuant des mesures d'impédance à plusieurs températures ambiantes. Dans le chapitre 3 nous allons présenter un modèle qui est fonctionnellement identique au modèle de la figure 1. 22, mais dont les paramètres s'obtiennent facilement sur pont d'impédance. Ce modèle sera moins réaliste au niveau des pertes, mais tout-à-fait acceptable sur le plan du comportement CEM.

Le cas d'un condensateur céramique est beaucoup plus simple que le cas du condensateur électrochimique. Le condensateur céramique se rapproche beaucoup mieux du comportement capacitif idéal que le condensateur électrochimique dû à une technologie différente. Ceci permet de représenter le condensateur céramique par un schéma électrique qui correspond au modèle élémentaire de la figure 1. 21, les imperfections étant essentiellement dues à la manière de connecter le composant (fils ou

pistes d'amené de courant). Dans la figure 1. 23, on voit l'impédance de capacités céramiques multicouches, pour plusieurs valeurs de capacités et pour deux technologies différentes. Ces condensateurs ont une longueur de patte standard. Dans le manuel de PSPICE, on peut trouver que l'inductance série totale d'une capacité céramique de 400 nF vaut 7 nH environ si elle est réalisée avec des pattes de 2,54 mm, et 2 nH en cas de CMS. La résistance série est de 100 m Ω environ dans les deux cas.

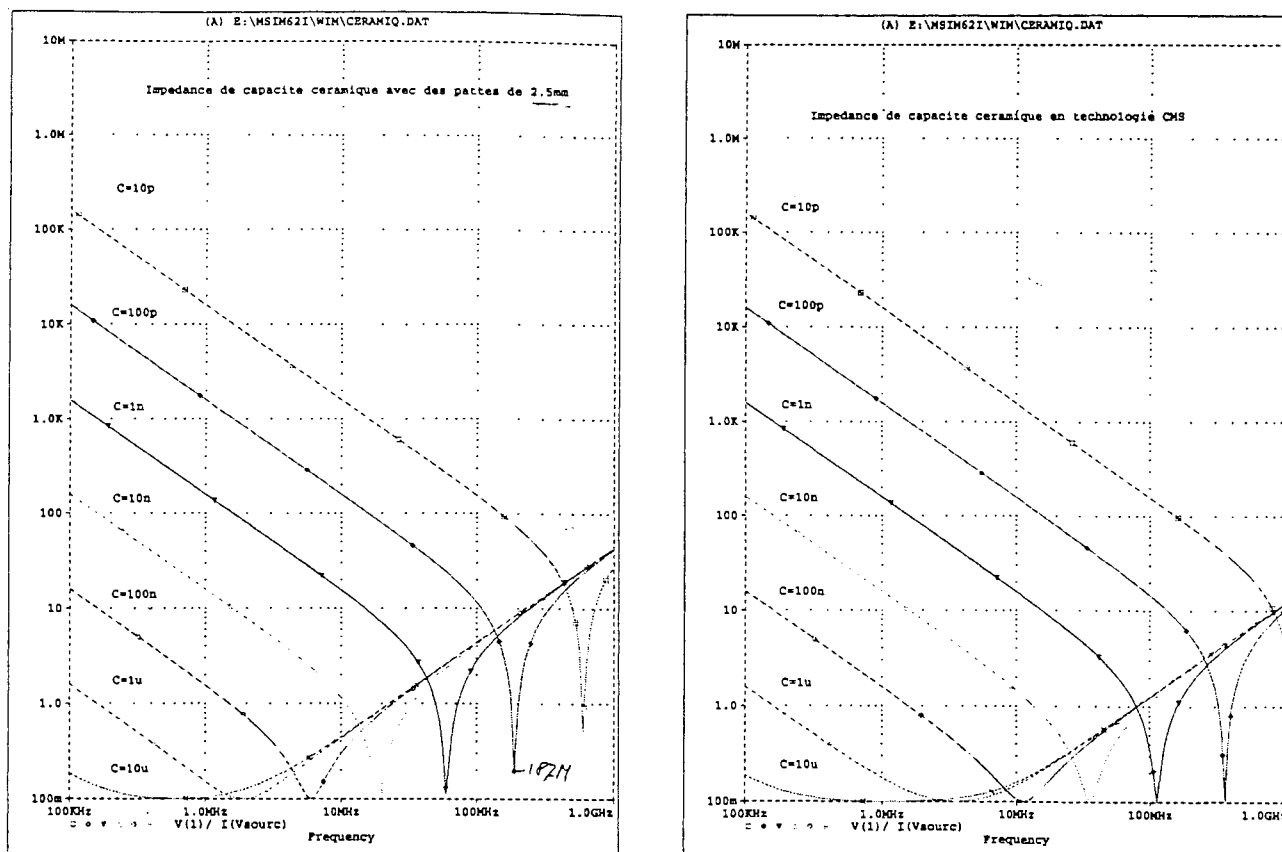


Fig. 1. 23 : Impédance de condensateurs céramiques réalisés

1. avec des pattes de 2.54 mm et 2. en technologie CMS

On voit que le comportement réel s'éloigne du comportement idéal avec l'augmentation de la valeur de la capacité. Pour une capacité céramique de 100 nF, la fréquence de résonance (au-delà de laquelle le condensateur cesse d'avoir un comportement capacitif) est en-dessous de 10 MHz. Si l'on réalise les condensateurs céramiques en technologie CMS, l'on peut doubler la fréquence de résonance par rapport au même condensateur, grâce à l'absence de pattes de connexion (Fig. 1. 23).

Chapitre 2

Cellule de commutation, connectique et CEM

Une méthode d'analyse en Electronique de Puissance communément employée consiste à isoler les interrupteurs en train de changer d'état, au sein d'une même cellule de commutation.

Cette notion permet, outre la compréhension du fonctionnement du convertisseur, une simplification des schémas électriques avant la modélisation fine des semiconducteurs et de la connectique. Celle-ci devient en effet indispensable dès lors que l'on s'intéresse à des phénomènes tels que surtension à l'ouverture d'un composant, perturbations émises par un convertisseur statique.

Cependant, la précision requise des modèles devient alors telle, qu'il serait illusoire de vouloir simuler la globalité du fonctionnement d'un convertisseur (régime transitoire) avec la même finesse que celle exigée durant les commutations. Il est donc nécessaire de ne faire intervenir ces modèles qu'à l'échelle de temps d'une commutation.

Par ailleurs, l'intérêt supplémentaire que l'on peut tirer de l'utilisation de cette notion de cellule de commutation, est de ne modéliser que la connectique "active" durant cette étape de simulation "fine", et qu'on ne surcharge alors pas le simulateur avec des composants inutiles.

L'objet de ce chapitre est donc d'aboutir à l'élargissement de la notion de la cellule de commutation, de manière à définir la cellule minimale prenant en compte tous les phénomènes intervenant lors des commutations, y compris la Compatibilité ElectroMagnétique.

Nous présenterons donc tout d'abord une méthode d'extraction automatique de la cellule de commutation classique. Puis, l'influence des imperfections de la connectique sera analysée. Enfin, l'intégration des notions de Compatibilité Electromagnétique (CEM) au sein même d'une cellule de commutation (étude des sources et des chemins de propagation) aboutira à la cellule de commutation de base, représentative des phénomènes haute fréquence en électronique de puissance, qui sera étudiée tout au long de ce manuscrit.

2.1 Cellule de commutation

L'objet de ce paragraphe n'est bien évidemment pas de redécouvrir l'approche qui a conduit à la notion de cellule de commutation, mais de traduire cette notion en diverses étapes, de manière à automatiser le processus d'extraction de ces cellules de commutation dans le contexte d'une démarche de Conception Assistée par Ordinateur.

Le support de cette étude sera un onduleur de tension triphasé, destiné à alimenter une machine synchrone [tCros]. Le schéma de cet onduleur, ainsi qu'une des stratégies de commande retenue par [tCros] sont donnés fig.2.1.

On note que les transistors T_1 , T_2 , T_3 sont utilisés pour réguler les courants phase de la machine (Commutation Haute Fréquence, commande en courant crête) alors que les transistors T_4 , T_5 , T_6 aiguillent ces courants dans les phases adéquates (Commutation Basse Fréquence).

2.1.1 Rappel

La structure de base de la cellule élémentaire de commutation est reportée fig.2.2 [Wal]. On note les deux interrupteurs complémentaires, assurant la conduction de la source instantanée de courant I_0 , sous une différence de potentiel, assurée par la source instantanée de tension V_0 .

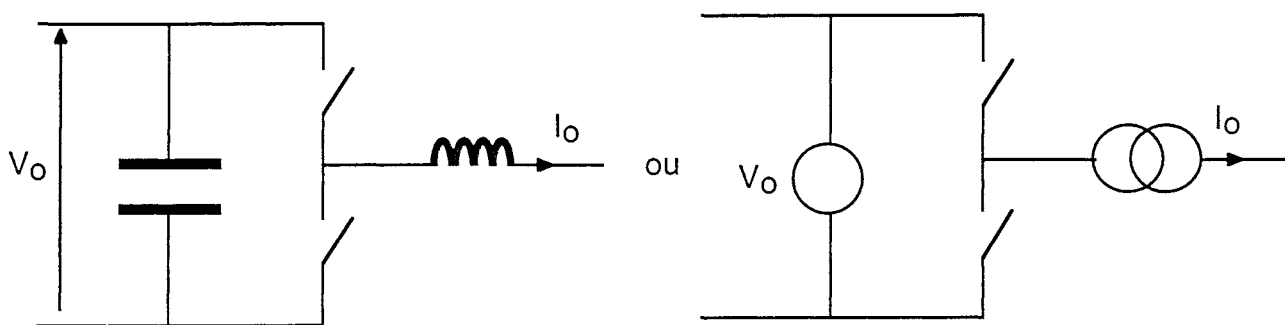


Fig. 2.2 : Cellule élémentaire de commutation

Il est important de noter que les notions de sources instantanées de courant et de tension sont définies à l'échelle de temps de la commutation, c'est-à-dire pour des convertisseurs modernes de l'ordre de quelques dizaines voire centaines de nanosecondes, pour les faibles puissances (≈ 1 kW), un peu plus pour des puissances plus élevées.

2.1.2 Automatisation du processus d'extraction de la cellule de commutation

L'intérêt majeur de la notion de cellule de commutation réside, on l'a vu (outre la compréhension des phases successives intervenant dans un convertisseur statique) dans la simplification des schémas électriques du convertisseur. Ceci s'avérera déterminant en terme de temps de calcul et de place mémoire, dès lors qu'il s'agira de simuler avec précision les phénomènes se produisant lors des commutations.

L'automatisation du procédé d'extraction de la cellule devient alors indispensable dans tout processus de CAO.

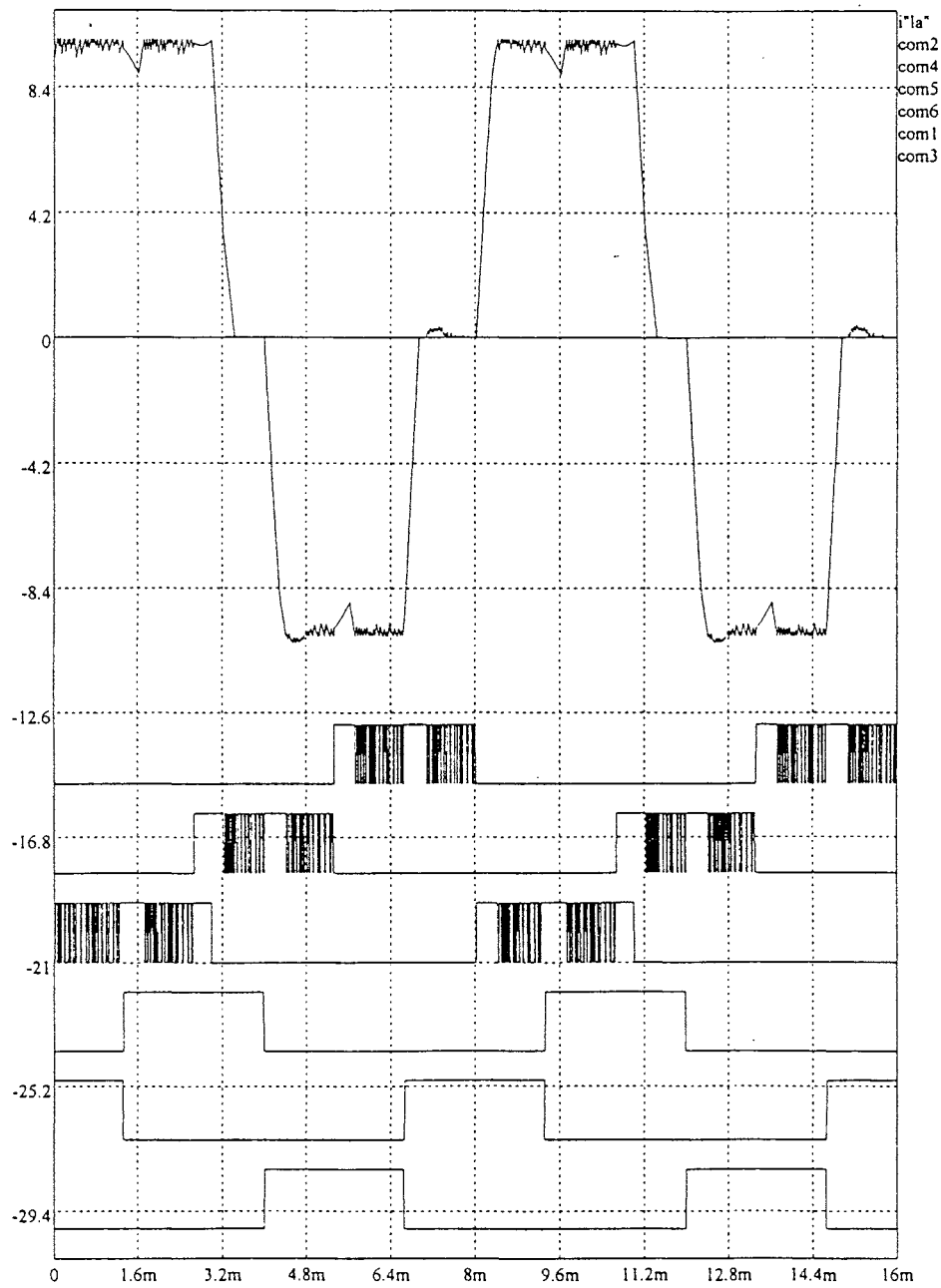
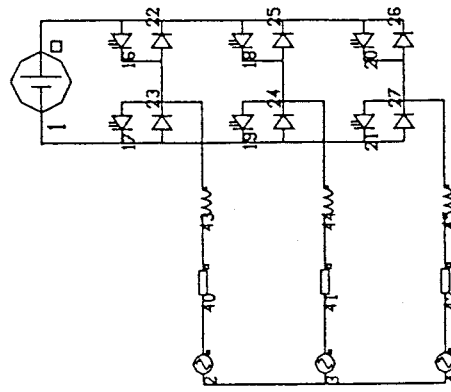


Fig. 2.1 : Onduleur de tension servant de base à l'étude proposée :
structure et stratégie de commande

La méthode classique proposée se présente comme suit :

- 1 Désignation de deux instants "juste avant" et "juste après" la commutation (utilisateur ou détection automatique),
- 2 Détection des semi-conducteurs n'ayant pas changé d'état entre "avant" et "après",
- 3 Remplacement de ces semi-conducteurs par des circuits ouverts ou des courts-circuits, et élimination des parties du circuit se terminant sur des circuits ouverts,
- 4 Détection des grandeurs n'ayant pas variées entre "avant" et "après", et remplacement par des sources de tension ou de courant,
- 5 Génération d'un schéma électrique à l'instant de la commutation.

La phase 4 peut éventuellement être omise, si l'on désire garder l'information du composant (inductance ou condensateur) et la valeur de précharge du condensateur ou de l'inductance sera juste transmise au fichier de l'étape 5.

A noter également que, lors de la phase 3, il est également possible de remplacer les semi-conducteurs passants ou bloqués par des schémas équivalents *statiques* dans chacun de ces états (comportement capacitif à l'état bloqué, fem à l'état passant...).

La figure 2.3 montre deux exemples d'extraction de cellule de commutation sur l'onduleur triphasé choisi (procédure d'extraction automatique implantée sur le logiciel CIRCUIT). On note que les cas de conduction de deux diodes évoqués dans [tCros] ont été automatiquement détectés et traités.

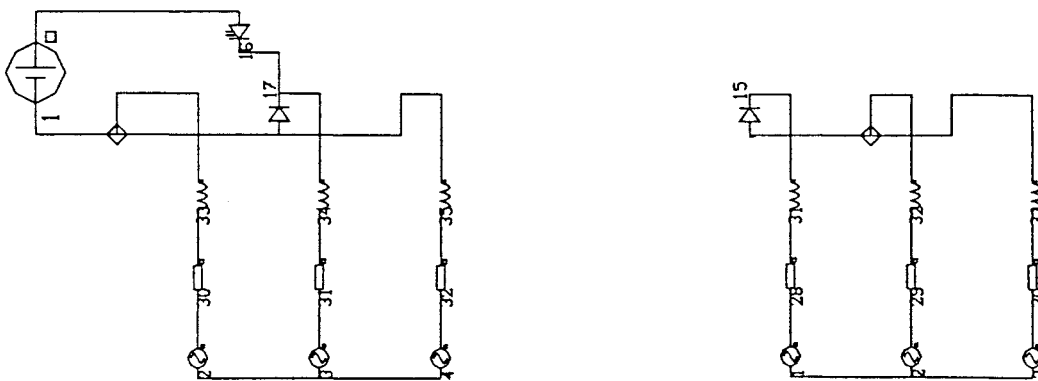


Fig. 2.3 : Traitement automatique des cellules de commutation par le logiciel Circuit

2.2 Influence du câblage sur la cellule de commutation

2.2.1 Présentation

L'étude précédente a été menée en considérant les connections idéales (sans impédance) et une source de tension parfaite en entrée.

Dans la pratique nous devons prendre en compte inductances et résistances parasites des interconnexions (ainsi éventuellement que les couplages par mutuelles). Dans le même ordre d'idée, la source de tension étant physiquement éloignée de l'onduleur, son inductance de ligne rend nécessaire la présence de condensateurs de découplage sur le convertisseur. Ces condensateurs sont au nombre de 3 sur la maquette étudiée (1 par bras) comme l'indique la fig.2.4.

Afin de limiter l'étude à la maquette même, et non à l'ensemble source-fil de ligne-maquette, nous intercalons une inductance de 250 μH sur chaque fil des bus d'alimentation, si bien que l'onduleur peut être considéré comme alimenté par un courant constant, ce qui serait de toutes façons le cas à l'échelle de temps d'une commutation. Les capacités de découplage de la maquette fourniront donc le courant nécessaire à la commutation, ce qui ne serait bien évidemment pas le cas si en simulation, une source parfaite de tension alimentait le montage !

Signalons enfin que les 2x250 μH sont des valeurs normatives que nous retrouverons dans l'étude de la Compatibilité Electromagnétique (CEM) aux Chapitres 3 et 4. Dans l'étude simple qui suivra, ces deux inductances seront regroupées en une seule, en série avec la source.

2.2.2 Modification engendrée sur la cellule de commutation

Dans le cas traité au §2.1.2, on note qu'à cause de la source de tension parfaite, aucune capacité de découplage ne pouvait être représentée (Fig. 2.3).

Dès lors que les inductances de connectique (y compris celle de la ligne du bus d'alimentation) sont prises en compte, la présence de ces condensateurs de découplage peut être incluse dans la modélisation, et ces condensateurs feront donc partie intégrante de la commutation, jouant d'ailleurs des rôles plus ou moins équitables selon leur éloignement (donc impédance) vis-à-vis du bras en commutation.

La simulation de la fig. 2.4 effectuée dans les conditions décrites précédemment montre que l'extraction de la cellule ou commutation -dont le processus reste inchangé- aboutit à conserver bien plus d'éléments, puisque les 3 condensateurs de découplage et les pistes les reliant au reste du circuit sont conservés.

C'est à ce stade que connectique et semi-conducteurs peuvent être remplacés par des modèles précis, à l'échelle de temps d'une commutation, les courants et tension initiales étant connus.

Cette approche suppose bien évidemment que le régime permanent trouvé avec des modèles simples n'est que peu différent de celui qui se serait établi avec des modèles plus complexes.

L'automatisation de cette méthode nécessite une bonne gestion des connexions idéales entre composants, puisqu'elles devront être modélisées dans la simulation fine. En effet, au stade de l'extraction de la cellule de commutation, aucune connexion n'a encore été modélisée.

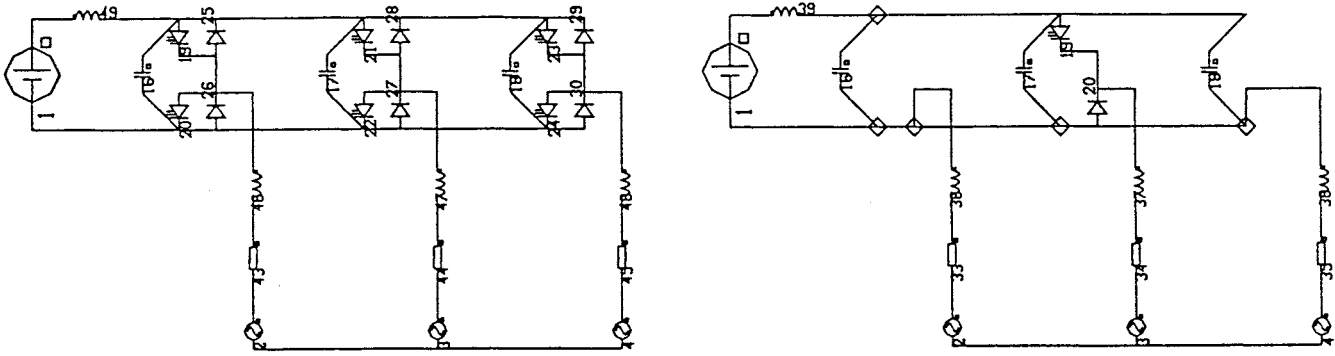


Fig. 2.4 : Cellule de commutation avec prise en compte de l'inductance de ligne de $500\mu\text{H}$: les condensateurs de découplage font partie intégrante de la cellule.

2.2.3 Résultats attendus

A ce stade, les connexions et semi-conducteurs finement modélisés peuvent permettre l'analyse des formes d'onde de puissance en commutation (ce point sera largement évoqué dans les chapitres suivants). Cependant, la seule connaissance des modèles d'interconnexion peut permettre une analyse de répartition des courants dans les 3 condensateurs de découplage, en effectuant un échelon de courant sur l'un des trois bras. La fig. 2.5 montre un exemple sur une commutation du bras n°1.

La fig. 2.6 montre qu'une modification de la connectique peut aboutir à une meilleure répartition des courants lors de cette même commutation. Bien évidemment ce résultat n'est qu'illustratif, puisqu'il faudrait dans le cas de cet onduleur traiter les commutations des 3 bras successivement avant de conclure sur tout problème d'équilibrage des courants entre les 3 condensateurs de découplage.

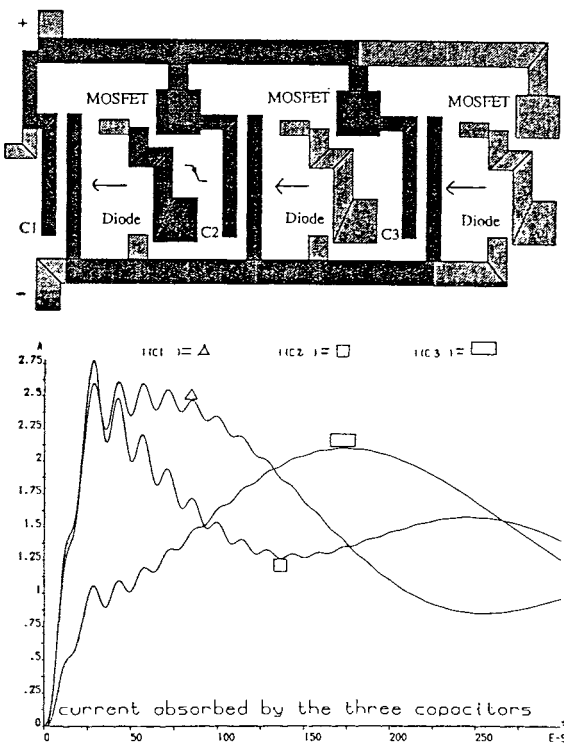


Fig. 2.5 : Commutation sur circuit original

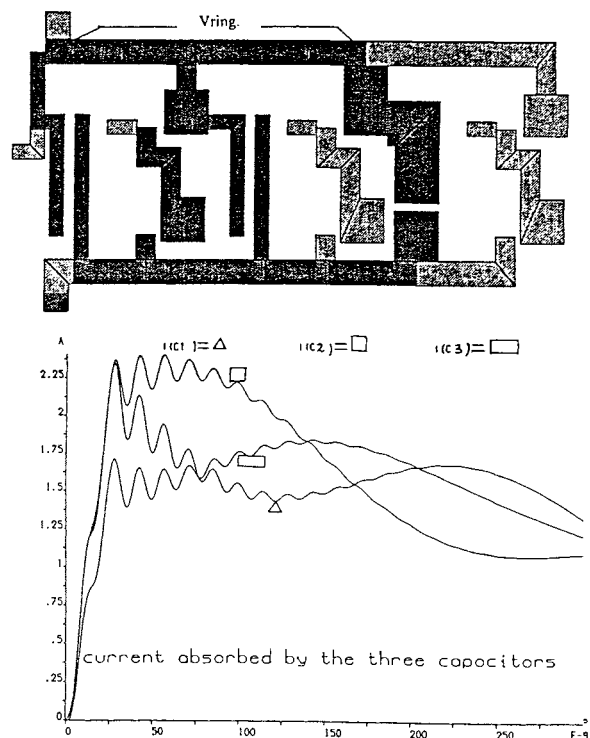


Fig. 2.6 : Commutation sur circuit modifié

2.3 Prise en compte de la CEM

2.3.1 Les phénomènes à modéliser

Nous cherchons à prédire les niveaux de perturbations conduites émises par le convertisseur. Classiquement, celles-ci se décomposent en mode différentiel et mode commun [Nav]. Le mode différentiel est provoqué par les brusques variations de courant au sein du convertisseur, qui font varier la tension du bus d'alimentation.

Le mode commun est, lui, généré par les fortes variations de tension au sein du convertisseur et les capacités parasites entre ce convertisseur et la terre.

L'analyse et la quantification de ces perturbations conduites se fait par l'intermédiaire d'un RSIL (Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne) [tSche], dont le but est :

- d'isoler en Haute Fréquence source et convertisseur (par 2 inductances de 250 μ H)
- de procurer un chemin de retour défini aux courants de mode différentiel et de mode commun

La figure 2.7 montre le principe du RSIL.

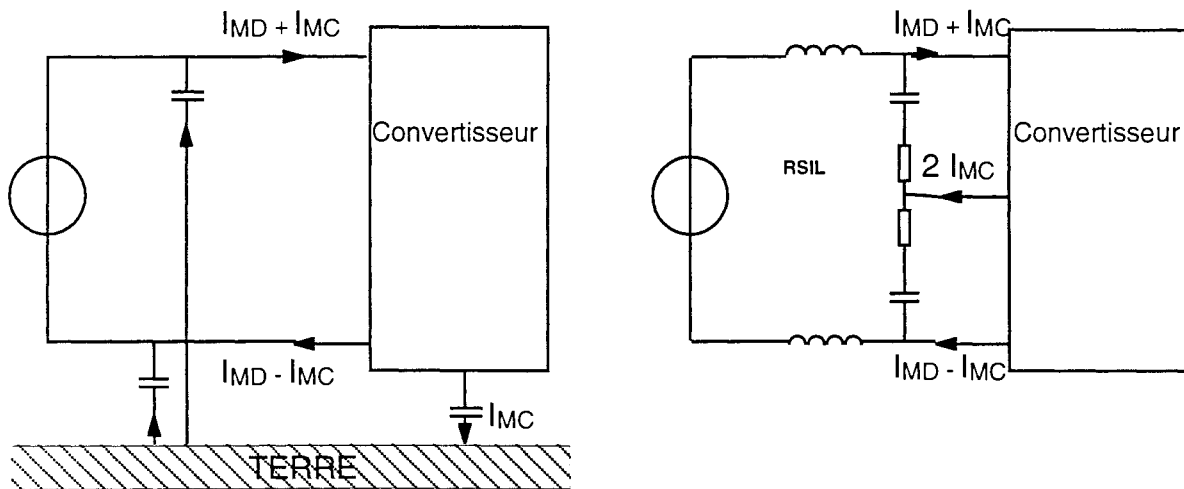


Fig. 2.7 : Convertisseur sans et avec RSIL

2.3.2 Cellule de commutation vis-à-vis du mode différentiel

Le §2.2 a montré la nécessité de l'isolation HF entre source et maquette, pour mettre en évidence le rôle des condensateurs de découplage (ou de filtrage d'entrée). Il suffit alors d'ajouter le chemin de propagation via le RSIL pour le mode différentiel, sans modéliser d'avantage ni connectique ni semiconducteur par rapport au paragraphe précédent (fig. 2.8).

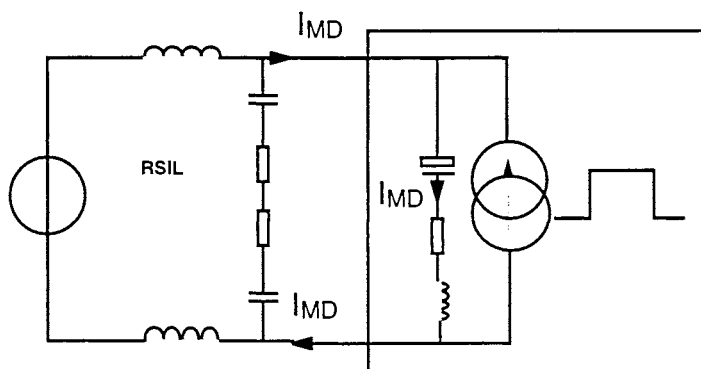


Fig. 2.8 : Modélisation vis-à-vis du mode différentiel : la prise en compte des imperfections des interconnexions et des condensateurs suffisent

2.3.3 Cellule de commutation et mode commun

Dans ce cas, puisqu'il s'agit de prendre en compte les courants générés par les variations de tension au sein du convertisseur, il convient de modéliser le comportement capacitif des pistes vis-à-vis d'un plan de référence, qui sera considéré comme la "terre".

Cette modélisation supplémentaire effectuée, le RSIL procurera le chemin de retour fixé, nécessaire à une caractérisation correcte des phénomènes.

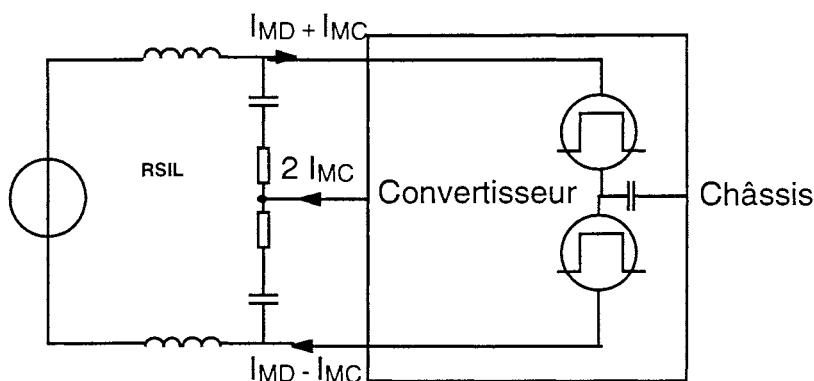


Fig. 2.9 : Modélisation vis-à-vis du mode commun : la description des imperfections des interconnexions doit prendre en compte les effets capacitifs vis-à-vis du châssis

2.4 Cellule de commutation minimale incluant la CEM

Les paragraphes précédents ont montré qu'il était possible de cantonner la modélisation au seul convertisseur muni de son RSIL, puisque les inductances entre source et dispositif assurent un blocage des courants perturbateurs haute fréquence.

Il a également été mis en évidence que les divers condensateurs de découplage disposés sur un convertisseur font partie intégrante de la cellule de commutation, dès lors que les interconnexions sont prises en compte dans la modélisation.

Nous nous sommes donc basés sur ces constatations pour mener toute l'étude dans cette thèse sur une cellule de commutation complète, incluant un RSIL, la cellule hacheur décrite fig.2.10. Le plan de référence nécessaire au rebouclage du mode commun sera constitué par le radiateur dissipant les pertes dans les semiconducteurs, et le RSIL sera constitué de deux branches R-C ($50\ \Omega$ - $10\ \mu\text{F}$) reliées au plan de référence via une vis en laiton.

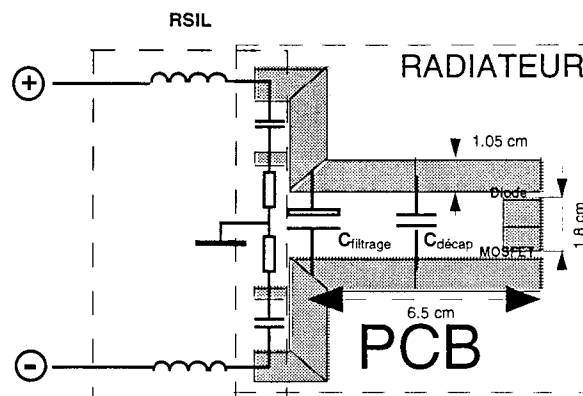


Fig. 2.10: Géométrie du hacheur série

Cette structure présente l'avantage de pouvoir être entièrement modélisable (absence de fil volant ...) et représentative de tous les phénomènes de commutation intervenant en électronique de puissance.

La compréhension de tous les phénomènes intervenant au sein de cette cellule de commutation "élargie" permettra d'améliorer grandement l'étude de tous les convertisseurs statiques, puisque leur fonctionnement peut souvent être décrit comme une succession de cellules de ce type dans le temps ...

En revanche, le désir de vouloir cantonner la modélisation au volume restreint de notre maquette générera des problèmes de précisions importants, dans la mesure où, nous le verrons dans les chapitres 3 & 4, les inductances mises en jeu sont toutes faibles, et qu'aucune approximation ne sera permise.

Ces limitations seront encore évoquées dans les chapitres suivants.

Chapitre 3

Modélisation et Simulation de la cellule de Commutation

3.1 Introduction : Description des véhicules tests

Dans le chapitre 1, tous les éléments jouant un rôle dans le comportement électrique des convertisseurs statiques ont été passés en revue. La mise en oeuvre simultanée de tous ces modèles dans un simulateur électrique doit permettre d'obtenir des formes d'ondes beaucoup plus réalistes qu'avant, en particulier grâce à la caractérisation des inductances de câblage obtenues par InCa. Ce genre de simulation sera désormais appelé simulation fine, un terme qui fait référence au fait qu'il s'agit de simulations de très haute précision, qui, on espère, se rapprocheront le mieux possible des formes d'onde que l'on pourrait observer par des mesures. La simulation fine présente principalement deux intérêts.

Premièrement, il est devenu possible de déterminer, à partir d'un schéma d'implantation géométrique, si le convertisseur satisfait des critères déterminés à l'avance. Ces critères vont beaucoup plus loin que le simple fonctionnement global du convertisseur ; il s'agit plutôt de critères tels que les pertes en commutation, la sûreté de fonctionnement, les surtensions, surcourants et surtout la compatibilité électromagnétique. La simulation fine permet de vérifier si ces critères sont satisfaits, sans que l'on ait besoin de passer par une étape expérimentale sur prototype.

Deuxièmement, même si la simulation fine permet de remplacer avantageusement le prototype, son utilité réside incontestablement dans la possibilité de mieux comprendre les phénomènes intervenant au sein d'un convertisseur. En particulier, il faut pouvoir déterminer les phénomènes prépondérants régissant les commutations, car c'est bien évidemment pendant les commutations que les problèmes liés à l'emploi des convertisseurs statiques sont causés. Parfois, la simulation fine peut permettre de découvrir des problèmes subtils que l'on n'aurait jamais pu identifier à partir des mesures seules. C'est par exemple le cas des oscillations parasites, réparties sur tout le convertisseur, qui sont engendrées lors de la commutation des semi-conducteurs. Dans un certain nombre de cas, la simulation fine va permettre à l'utilisateur de savoir quel paramètre de connectique il est nécessaire de faire évoluer et dans quel sens (exemple : diminuer telle capacité parasite pour diminuer le courant de Mode Commun ou augmenter telle autre). Dans le cas où les moyens à mettre en oeuvre pour résoudre le problème ne sont pas évidents, la simulation fine pourra aider à isoler les parties du convertisseur qui sont impliquées dans la génération des phénomènes gênants (par exemple : l'extraction d'une certaine cellule de commutation qui a un comportement très oscillatoire). Alors, l'étude de ces sous-parties des circuits pourra être menée, en simplifiant éventuellement les modèles de semiconducteurs ou de connectique.

Afin d'illustrer le processus de simulation fine, on a étudié la cellule de commutation élargie (définie au chapitre 2), que constitue le hacheur série. Même si ce convertisseur est très simple, il permet d'étudier tous les phénomènes essentiels, et a l'avantage d'être plus facile à comprendre.

Le hacheur série a été réalisé en deux technologies différentes avec rigoureusement la même géométrie, la même carte de commande et des composants de la même référence et du même constructeur. La première est en circuit imprimé ordinaire avec un plan de masse à 1,5 mm (radiateur), la deuxième en Substrat Métallique Isolé (SMI) avec un plan de masse à 70 μm . Cette technologie représente l'avantage d'une meilleure évacuation de chaleur produite par les semi-conducteurs.

En ce qui concerne le circuit imprimé, le radiateur nécessaire au refroidissement des composants de puissance a été disposé sous les pistes, et jouera le rôle de plan de masse, recueillant tous les courants de Mode Commun émis par le convertisseur. Cette disposition présente l'avantage d'avoir des valeurs de capacité parasite avec le plan de masse bien déterminées. De plus, la présence de ce plan conducteur au-dessous des pistes diminue fortement l'inductance de maille, ce qui est bénéfique lors des commutations (diminution de la surtension à l'ouverture du MOS).

Le RSIL [tSche], servant de chemin de retour des courants de Mode Commun, est inclu au convertisseur, de manière à être parfaitement maître des éléments parasites dus à la connectique (pas de fils volants -difficile à modéliser- entre RSIL industriel et convertisseur). Le RSIL adopté n'est pas normatif, toutefois il permet de modéliser les perturbations émises par le convertisseur. Les condensateurs, ainsi que les résistances qui font partie du RSIL, ont été directement soudés sur les pistes du circuit imprimé spécialement prévues à cet effet. Ces composants étant réalisés en technologie CMS (dont on connaît des modèles électriques équivalents), et la connectique étant modélisée avec InCa, on est maître de tous les effets désirables et indésirables qui font intervenir cette partie du convertisseur.

Dans une configuration normative (normes EN55011/12 etc.), le RSIL est connecté par des fils de connexion d'un mètre environ, qui représentent une inductance de plusieurs μH . Dans ce cas, la modélisation des connexions sur le circuit imprimé est beaucoup moins critique, car elles représentent des inductances de quelques dizaines de nH seulement. La disposition que nous avons choisie, avec le RSIL sur le même circuit imprimé que le convertisseur, rend la modélisation très critique sur la précision, car la connexion entre le convertisseur et son RSIL constitue une inductance du même ordre de grandeur que celle des connexions entre les divers composants du convertisseur (quelques dizaines de nH). Ceci a pour effet que le filtrage naturel dont bénéficie la mesure normative, est absent dans nos mesures. Il en résulte un niveau de perturbations conduites plus élevé que si l'on avait effectué une mesure normative du même convertisseur. De plus, les erreurs de modélisation, masquées en grande partie par l'inductance des câbles d'alimentation dans le cas d'une mesure normative, apparaissent pleinement dans nos mesures. L'avantage est de pouvoir cerner des erreurs, même petites, du modèle de la connectique. L'inconvénient est que le modèle devient extrêmement sensible aux erreurs de modélisation, autant de celles de modélisation que de celles dues aux imprécisions des modèles de semiconducteurs.

On note d'ailleurs à ce sujet que ce point est relativement sensible, puisqu'il est l'objet d'un certain désaccord entre les normes américaines et françaises [Législation 2]. Les normes américaines (essai CE03-MIL STD 461B) ne fixent aucune exigence au niveau de la longueur maximale des câbles reliant l'appareillage au RSIL, alors que dans l'essai "62-C2" de la norme GAM-EG 13 B en France, cette longueur doit satisfaire : $0,5 \text{ m} \leq l \leq 1,5 \text{ m}$.

Toutefois, si notre modélisation est précise, alors la modélisation du convertisseur dans une configuration normative sera très précise.

Dans la figure 3.1, on voit le schéma électrique du hacheur.

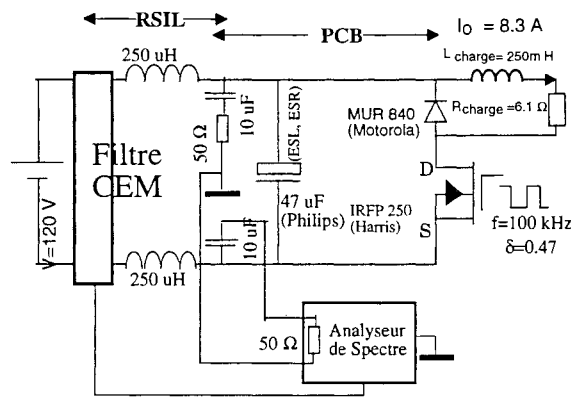


Fig. 3.1 : Schéma électrique du hacheur série

Ce convertisseur a été réalisé comme le montre la figure 3.2 avec un plan de masse (radiateur) à 1,5 mm.

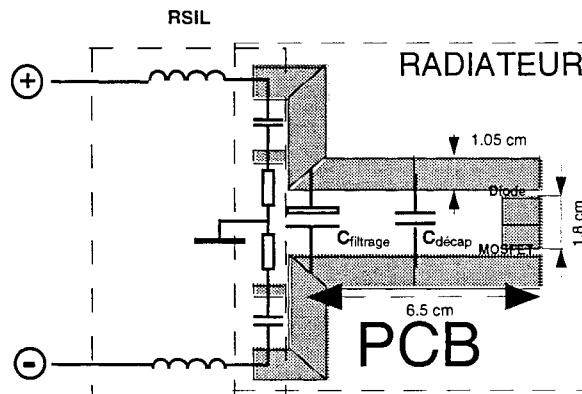


Fig. 3.2 : Implantation du hacheur série (2D)

Grâce à cette disposition, le niveau des perturbations conduites est entièrement déterminé par la maquette ainsi constituée. Au milieu des deux résistances de 50Ω , la connexion avec le plan de masse a été établie au moyen d'une vis en laiton. C'est à travers cette vis que la grande partie des perturbations de Mode Commun se rebouclent.

3.2 Les interconnexions

Maintenant que l'on a présenté la maquette que l'on a étudiée, on va décrire la manière par laquelle on a obtenu son schéma électrique équivalent.

3.2.1 Saisi de la géométrie sous InCa

La saisie des pistes de Circuit Imprimé ou de SMI ne pose pas de problème particulier, puisqu'il suffit de les mesurer avec précision. En revanche, les boîtiers de semiconducteurs posent un problème sérieux puisque, comme on le verra, ils présentent des inductances non négligeables vis-à-vis, en particulier, du câblage du SMI. En conséquence, ils doivent être modélisés, en particulier sur SMI. La diode MUR840 et le MOS IRFP250 ont été décapsulés afin de déterminer la connectique interne, notamment en ce qui concerne les fils de bonding. De nombreuses différences, de l'ordre de 2 à 3 nH ont été constatées entre des composants de même référence, mais de fournisseurs différents : les IRFP250 chez HARRIS et ceux de chez International Rectifier n'offrent pas la même inductance de boîtier.

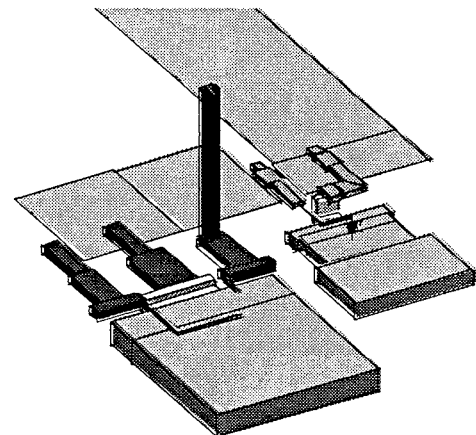
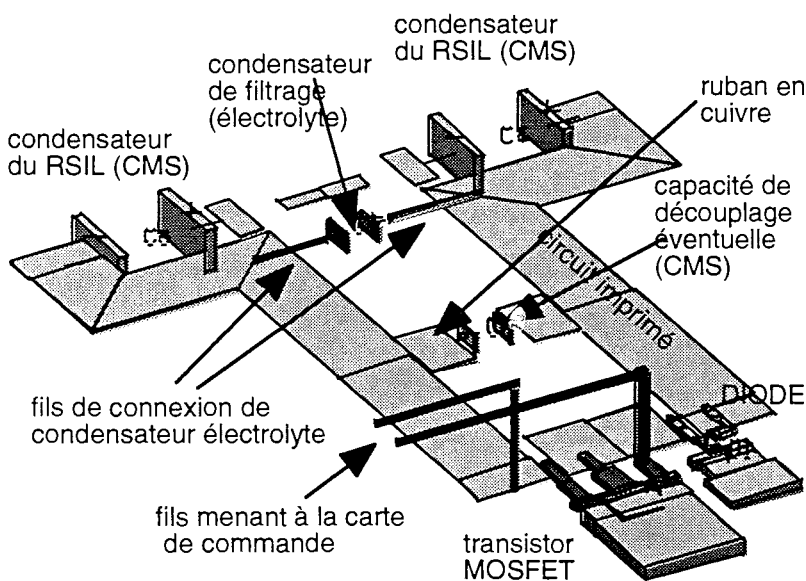


Fig. 3.3 : Interconnexions du hacheur modélisées avec InCa

Fig. 3.4 : Détail avec MOSFET et Diode

La figure 3.3 montre la saisie de la géométrie du hacheur telle qu'elle est faite par InCa. On voit le hacheur série, avec les boîtiers du MOS (TO247) et de la Diode (TO220AC). Quant à la figure 3.4, elle met en évidence le degré de modélisation des connexions des deux boîtiers des semi-conducteurs. Non seulement les pattes et la semelle ont été modélisées, mais également les bondings.

3.2.2 Application concrète de la méthode PEEC

a) Modélisation Inductive

En électronique de puissance, les signaux ont des spectres fréquentiels assez larges, et le problème que l'on doit résoudre est d'utiliser une modélisation en rapport avec l'étendue de ce spectre, que l'on ne connaît pas a priori.

Nous devons répondre à 2 questions :

- peut-on considérer les pistes comme électriquement courtes et donc s'affranchir d'une subdivision longitudinale ?
- doit-on subdiviser les conducteurs dans leur section transverse de manière à représenter les phénomènes d'effet de peau et de proximité, et quel doit être le nombre de subdivisions ?

Pour répondre à ces questions, deux approches peuvent être envisagées.

- la fréquence équivalente à la transistion

Dans ce cas, on se base sur une approximation classique donnant la fréquence équivalente d'un front par la formule $0,35/T_m$ (T_m est le temps de montée du front). En prenant $T_m=10$ ns comme ordre de grandeur, on obtient environ 35 MHz. On peut alors répondre aux deux questions posées :

- concernant la distance électrique

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}, \text{ et } \epsilon_{\text{eff}} \text{ entre } 2,2 \text{ et } 2,5 \quad (\text{PCB, SMI}) \quad (\text{vitesse de propagation})$$

$$\text{d'où } \lambda = \frac{v}{f} = \frac{v}{35 \text{ MHz}} = \frac{2 \cdot 10^8}{35 \cdot 10^6} = 5,8 \text{ m}$$

Les deux maquettes ont des distances inférieures à $\frac{\lambda}{100}$ pour chacun des tronçons modélisés. Le tronçon rectiligne le plus long fait 6 cm et a de plus été scindé en deux de manière à introduire ensuite une capacité de découplage.

- concernant la subdivision transversale

Nous optons pour une subdivision géométrique qui permet de concentrer les éléments sur les bords là où la densité de courant varie beaucoup. Le facteur de concentration k sera pris égal à 2. Des travaux antérieurs [11,tCLAV] ont montré qu'il s'agit ici d'un bon compromis. Ceci fixe donc le nombre de subdivisions, puisque l'élément le plus fin (largeur a) doit correspondre à l'épaisseur de peau. La figure 3.5 illustre le concept d'une subdivision non-uniforme.

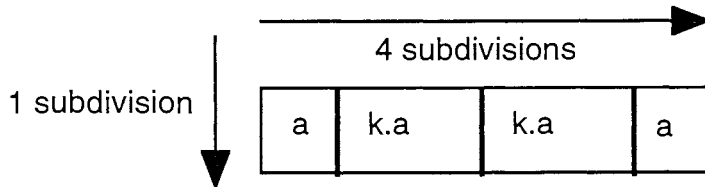


Fig. 3.5 : Subdivision $n=4 \times 1$, $k=2 \times 1$

L'épaisseur de peau peut être exprimée comme :

$$f = 35 \text{ MHz}, \quad \delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma \omega \mu_0 \mu_r}} = 12 \text{ } \mu\text{m} \quad (1)$$

où σ est la conductivité et μ_r la perméabilité du matériau ($\mu_r=1$ pour le cuivre). Ceci donne donc la valeur de a puis celle du nombre de subdivisions dans chacune des directions transversales du conducteur considéré.

$$n = 2 \frac{\ln((k-1)\frac{L}{2a} - 1)}{\ln k} \quad [\text{tClav}] \quad (2)$$

avec $k=2$

$$a = 12 \text{ } \mu\text{m}$$

$$L = 1 \text{ cm}$$

Pour les pistes de Circuit Imprimé, on a $L=1$ cm, et une épaisseur de $35 \text{ } \mu\text{m}$. On trouve $n=18$ dans la largeur, et $n=3$ dans l'épaisseur (3 subdivisions de $12 \text{ } \mu\text{m}$), ce qui conduit à subdiviser en 54 conducteurs élémentaires chacune des pistes du circuit. Pour les autres conducteurs (pattes et bondings des semiconducteurs/fils du condensateur électrochimique), une subdivision plus grossière peut être effectuée, car ils sont beaucoup moins larges que les pistes.

Cette méthode est relativement lourde à mettre en oeuvre pour un gain en précision modéré dans notre cas.

En effet la présence d'un plan de masse (PCB ou SMI) diminue grandement la variation d'inductance avec la fréquence. Même dans le cas du PCB où le plan de masse est à $1,5 \text{ mm}$, la figure 3.8 montre

que cette variation est inférieure à 10 %. Pour ce type de structure avec plan de masse, une méthode plus rapide est envisageable.

- fréquence équivalente f_B

Nous choisissons d'adopter la notion de "fréquence équivalente de largeur de bande" f_B . Cette notion est une sorte de compromis entre les hautes et les basses fréquences [1,108]. La fréquence f_B représente en fait une moyenne spectrale. Le signal étudié est décomposé en série de Fourier, et on effectue la moyenne indiquée en (3), en connaissant l'expression des coefficients du développement de Fourier.

$$f_B = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \rho_n n \cdot f_s}{\sum_{n=1}^{\infty} [\rho_n]} \quad (3)$$

ρ_n est l'amplitude des raies du DSF

Comme on l'a vu, la présence d'un plan de masse réduit la variation de l'inductance avec la fréquence à tel degré, que l'évaluation du circuit équivalent à la fréquence équivalente de largeur de bande devient tout-à-fait acceptable. Pour évaluer cette grandeur, nous nous fixons des créneaux trapézoïdaux périodiques, avec un temps de montée et de descente t_r fixé, comme le montre la figure 3.6.

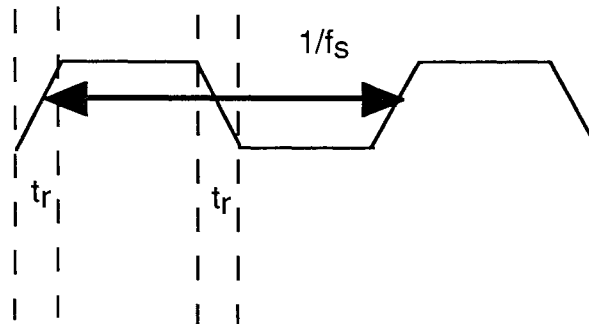


Fig. 3.6 : Signal trapézoïdal

Nous choisissons des front de 10 ns et $f_s = 100$ kHz, ce qui correspond à des ordres de grandeur réalistes pour des signaux de l'électronique de puissance.

Pour ce signal de rapport cyclique 0.5, la fréquence équivalente de largeur de bande s'exprime par [108].

$$f_B = \frac{\sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \left[\frac{2}{n\pi} \cdot \text{sinc}(n\pi f_s t_r) \right] n f_s}{\sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \left[\frac{2}{n\pi} \cdot \text{sinc}(n\pi f_s t_r) \right]} \quad (4)$$

N.B. : $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$.

Il est possible d'approximer la formule (4) par une série finie de n termes. Dans le cas de notre maquette f_B converge vers 7 MHz.

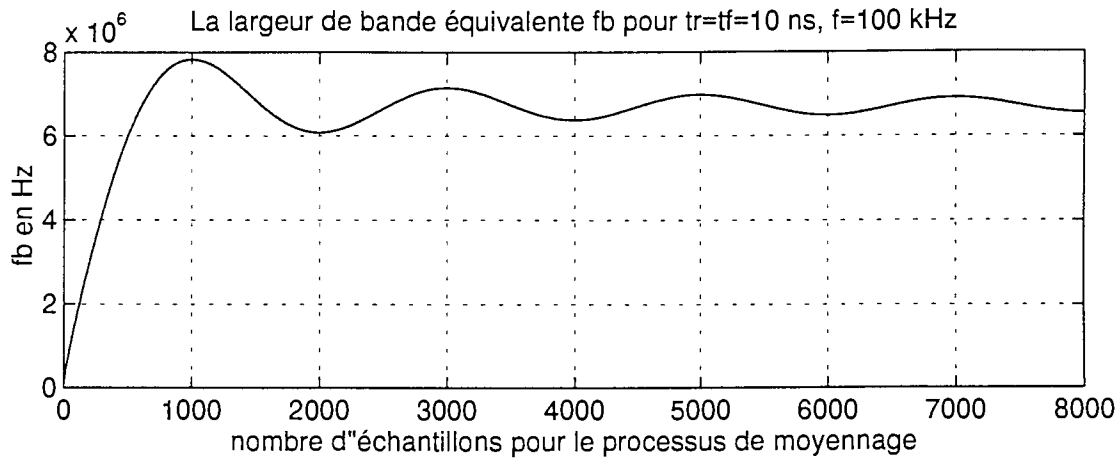


Fig. 3.7 : La fréquence de largeur de bande équivalente en fonction de n

A la fréquence f_B correspond une épaisseur de peau δ équivalente. Si l'on calcule l'épaisseur de peau pour la fréquence équivalente f_B , on obtient : $\delta \approx 25 \mu\text{m}$.

Compte tenue de ce résultat, il ne paraît pas très important de subdiviser dans l'épaisseur des pistes.

En ce qui concerne la largeur, dans le cas des pistes de 1 cm, la formule (2) donne $n=16$. Chaque piste ne sera donc plus subdivisé qu'en 16 conducteurs élémentaires.

Nous allons maintenant voir comment évolue l'inductance de la maille de puissance en fonction de la fréquence pour le cas du hacheur série réalisé sur circuit imprimé normal (fig. 3.8).

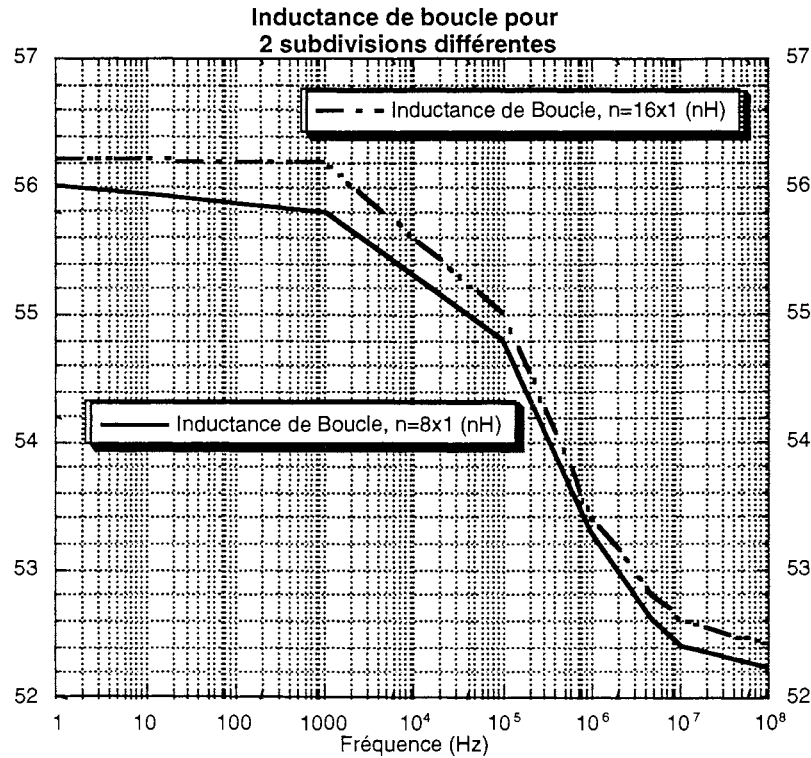


Fig. 3.8 : Inductance de maille due à la connectique: $n := 16 \times 1$, $k=2 \times 1$ et $n := 8 \times 1$, $k=3 \times 1$

La subdivision employée est largement suffisante, mais le calcul est un peu lent, pour une précision pas forcément nécessaire. On a donc également calculé l'inductance de maille avec une subdivision encore peu plus grossière. Dans la même figure, on voit l'inductance de maille dans le cas d'une subdivision $n=8 \times 1$, $k=3 \times 1$ (fig.3.8). Dans ce cas, le conducteur élémentaire le plus fin a une largeur de $125 \mu\text{m}$, mais cette discrétisation grossière n'affecte que peu le résultat sur l'inductance.

A une fréquence de 7 MHz, l'inductance de maille vaut 52.4 nH pour la subdivision "grossière" (8×1) comme pour la subdivision "fine" (16×1).

Ainsi, le circuit électrique a été généré à $f_B=7$ MHz pour $n=8$, $k=3$. Dans le fichier PSPICE, on trouve 56 inductances partielles. Théoriquement il y aurait $\frac{m.(m-1)}{2} = \frac{56.55}{2} = 1540$ inductances/mutuelles partielles, mais dû au fait qu'il y en a beaucoup qui sont perpendiculaires, leur nombre est inférieur à mille.

b) Modélisation Capacitive

Un problème d'une autre nature que l'on rencontre est la présence des capacités partielles. Comme on l'a vu au chapitre 1 (§1.1.4), deux maillages indépendants existent lorsqu'on emploie la méthode PEEC : un maillage inductif avec ses noeuds et un maillage capacitif, physiquement décalé d'une distance d'une demi-maille.

Si l'on veut que les mailles capacitatives et inductives couvrent le même espace physique, on introduit une erreur structurelle, car théoriquement, les noeuds du modèle capacitif ne peuvent plus coïncider avec les noeuds du modèle inductif. Néanmoins, vu le fait que les longueurs en jeu sont électriquement très courtes, on suppose que ce processus n'entraîne pas d'erreur dans le modèle de la connectique. Par conséquent, on a le choix de positionner les capacités partielles à la fin ou au début de la maille inductive. On obtient un circuit électrique équivalent appelé un circuit de type Γ ou Γ -inverse dans la théorie des lignes de transmission. On aurait pu aussi couper l'inductance partielle en deux et connecter la capacité partielle au milieu. Alors, on aurait obtenu un circuit électrique de type hybride-T. Cependant, ce genre de décalage pose un problème au niveau des inductances mutuelles partielles, car on ne peut pas facilement les couper en deux. Dans cette thèse, nous avons choisi une représentation par circuit électrique type Γ -inverse, qui consiste en la connexion d'une capacité partielle à la fin de chaque maille inductive. Notre modèle élémentaire d'interconnexion devient celui de la figure 3.9.

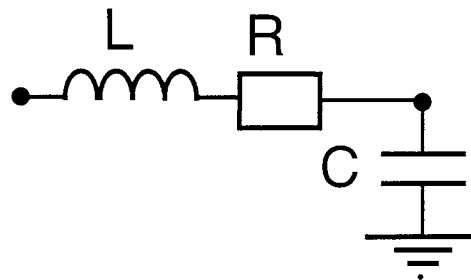


Fig. 3.9 : Modèle élémentaire PEEC d'interconnexion (sans inductances/capacités mutuelles)

On a systématiquement négligé les mutuelles capacités partielles (conforme §1.1.4). Les selfs capacités partielles ont été calculées à l'aide de la formule de Wheeler/Schneider (voir § 1.1.4). La combinaison du modèle inductif, calculé par InCa, et les self capacités partielles donne le schéma électrique équivalent utilisé en simulation.

3.2.3 Application aux véhicules tests : PCB et SMI

• le PCB

Cette méthode a été appliquée pour le cas du circuit imprimé. Le radiateur qui se comporte comme un plan de masse situé à 1,5 mm de chaque piste est pris en compte par la méthode des images.

Cette méthode suppose un plan de masse de dimensions et de conductivité infinies. Ces hypothèses sont ici valables. On obtient alors le schéma électrique pouvant être simulé par la figure 3.10b.

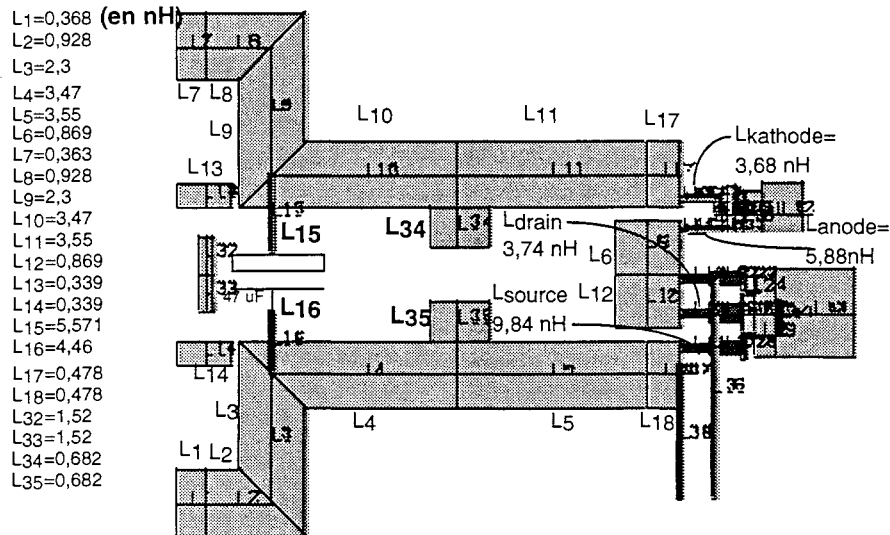


Fig. 3.10a : Inductances parasites du hacheur série sur CI (en nH)

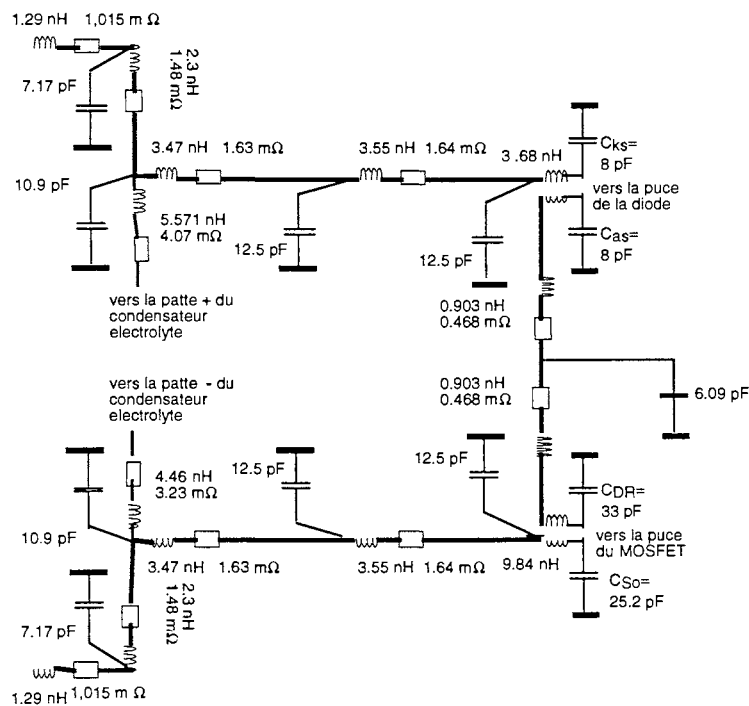


Fig. 3.10b : Schéma électrique de type PEEC du hacheur sur circuit imprimé (inductances mutuelles non représentées)

Ces figures sont reprises en annexe A.

• le SMI

Ici la grande proximité du plan de masse ($71\ \mu\text{m}$) fait apparaître un problème nouveau. Suivant [9], la distance à prendre en compte n'est pas la distance physique, mais la somme de la distance physique et de l'épaisseur de peau à la fréquence utilisée.

Dans le cas du PCB, cette correction est négligeable devant la distance de $1,5\ \text{mm}$ de l'époxy au plan de masse. On doit cependant prendre en considération le cas où δ est le plus grand possible, c'est à dire pour la fréquence la plus basse ($100\ \text{kHz}$ ici soit $225\ \mu\text{m}$). Cette distance reste faible devant la distance au plan de masse ($\approx 15\ \%$).

Dans le cas du SMI, cette correction doit être faite, et en tout rigueur, en fonction de la fréquence.

Dans cette thèse nous avons choisi d'évaluer le circuit électrique à la fréquence f_B . La correction à apporter doit donc être évaluée à cette fréquence ($7\ \text{MHz}$).

Pour une conductivité relative de $\sigma_{Al} = 0,6\ \sigma_{Cu}$ (radiateur en Aluminium), l'épaisseur de peau vaut : $\delta = 27\ \mu\text{m}$. L'épaisseur du cuivre de la piste vaut $35\ \mu\text{m}$. Lors des calculs de l'inductance de câblage, le plan de masse sera donc placé à une distance $d = 71\ \mu + 27\ \mu + \frac{35\ \mu}{2} = 115,5\ \mu\text{m}$. Ceci est illustré sur la figure 3.11.

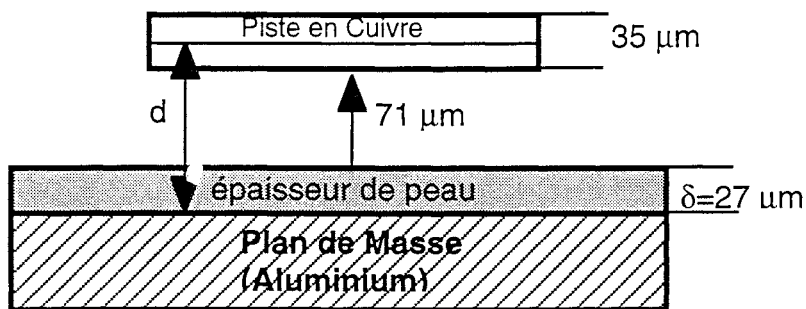


Fig. 3.11 : Distance utile à prendre en compte pour la méthode des images

Une résolution avec InCa a été lancée, et le circuit PSPICE a été généré à $f_B = 7\ \text{MHz}$. Pour donner une idée des valeurs des inductances de câblage obtenues, les principales inductances sont montrées dans la figure 3.12.

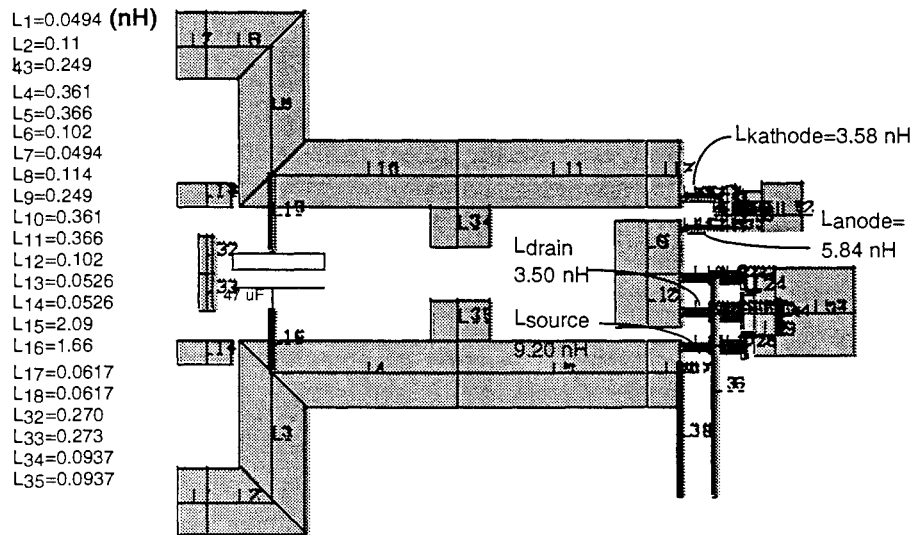


Fig. 3.12a : Inductances principales du hacheur sur SMI

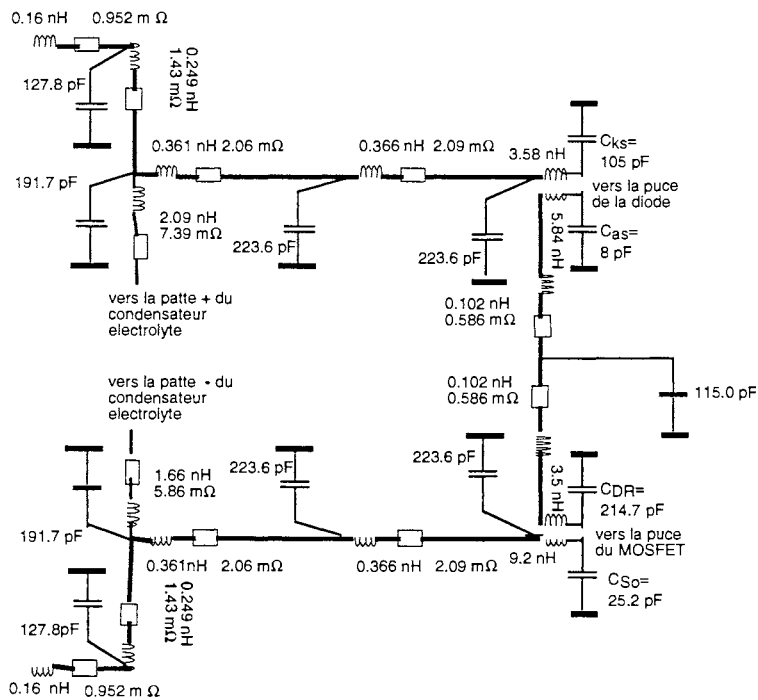


Fig. 3.12b : Schéma électrique de type PEEC du hacheur sur SMI
(inductances mutuelles non représentées)

On voit que les valeurs des inductances sont beaucoup plus faibles que dans le cas du circuit imprimé. Ceci constitue un des grands avantages de l'utilisation du SMI. L'inductance de maille est environ deux fois plus petite que dans le cas de CI : 28,4 nH au lieu de 52,4 nH. Le tableau suivant montre une comparaison des 2 technologies.

Technologie	Inductance totale de la connectique (nH)	Inductances des pistes (nH)	Poids des pistes (%)	Inductances des boîtiers (nH)	Poids des inductances de boîtiers (%)
PCB	52.4	29.3	56	23.1	44
SMI	28.4	6.3	22.18	22.1	77.82

On note que les inductances dues aux boîtiers des semiconducteurs deviennent capitales dans le cas du SMI. Ces inductances sont légèrement affectées par la présence du plan de masse un peu plus proche sur SMI, ce qui explique la différence des 2 chiffres.

Puisque les inductances de câblages sont beaucoup plus faibles, les commutations pourront se faire plus rapidement [120].

En revanche, les capacités parasites des pistes du circuit sur SMI sont beaucoup plus importantes que celles du circuit imprimé ; elles vont même jouer un rôle prépondérant dans la génération des perturbations du Mode Commun. La modélisation de ces capacités et leur position dans le circuit électrique devient alors très critique. De plus l'utilisation de la formule de Wheeler/Schneider pour évaluer les valeurs de ces capacités devient critiquable, car même si cette formule tient compte des effets de bord dans la largeur de la piste, elle n'en tient pas compte dans la longueur, ni des effets qui se produisent aux angles des conducteurs [2].

A ce problème s'ajoute encore la manière dont nous avons appliqué la méthode PEEC, déjà mentionnée dans le chapitre 1. On a utilisé les mêmes mailles pour la modélisation des effets capacitifs que pour les effets inductifs, alors que selon la méthode PEEC, on aurait dû introduire un deuxième maillage, décalé d'un demi-maille inductive, pour calculer les capacités parasites. Ce deuxième maillage aurait introduit des mailles capacitives de deux longueurs différentes ; d'une part des mailles qui se trouvent en moitié sur une maille inductive, et pour l'autre moitié sur la maille inductive adjacente (dans la même direction), et d'autre part des mailles qui se trouvent au bout d'une maille inductive, où il y a un changement du sens de la connectique [2]. Les mailles capacitives du premier type ont une longueur identique à celle des mailles inductives, alors que les mailles capacitives du deuxième type ont une longueur de la moitié de celle des mailles inductives. Par ailleurs, la valeur des mailles capacitives du bord n'est pas calculée de la même façon que celle des mailles centrales [2]. Pour toutes ces raisons, la modélisation capacitive de notre hacheur sur SMI est d'une précision modeste.

3.3 Modèles des condensateurs

Dans le § 1.3.3, divers modèles de condensateurs ont été présentés. Dans ce chapitre, on va modéliser les condensateurs utilisés sur la maquette. Il s'agit du condensateur électrochimique de filtrage, du condensateur de découplage en céramique (CMS), et enfin des 2 condensateurs céramiques du RSIL (CMS).

3.3.1 Modèle du condensateur électrochimique

Nous avons proposé le modèle de la figure 3.14, basé sur une identification de l'impédance mesurée. Ce modèle est fonctionnellement identique au schéma électrique de la figure 3.13 (chapitre 1), et a été retenu comme modèle de capacité électrochimique dans cette thèse. Il sera désormais appelé **le modèle CEM**.

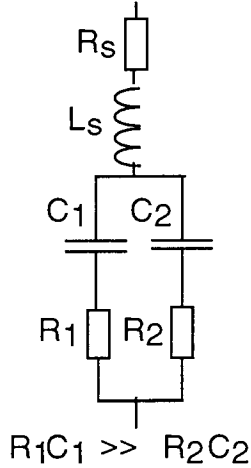


Fig. 3.13 : Modèle du Condensateur électrochimique

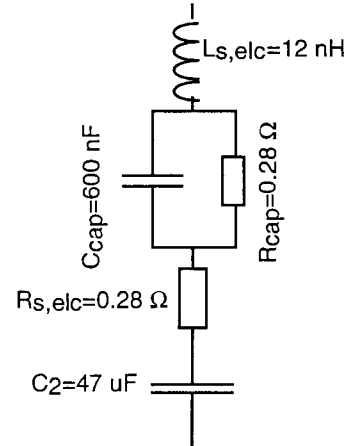


Fig. 3.14 : Modèle CEM

On voit que la résistance série est composée de deux parties : une partie qui ne dépend pas de la fréquence, $R_{s,elc}$, et une partie qui est court-circuitée avec l'augmentation de la fréquence, R_{cap} . Les paramètres de ce modèle ont été obtenus à partir de mesures effectuées sur un condensateur réel (47 μ F, 400 V, Philips série 56). Il est possible d'améliorer ce modèle afin d'augmenter la plage de validité. La figure 3.15 donne le schéma électrique équivalent d'un condensateur électrochimique, valable jusqu'à une dizaine de MHz, et la figure et 3.16 rappelle celui du modèle élémentaire (chap. 1).

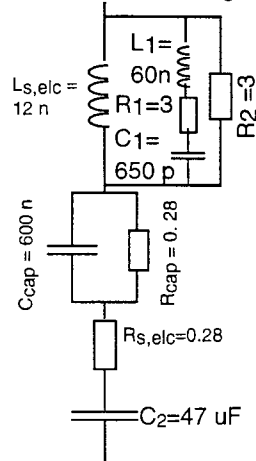


Fig. 3.15 : Modèle du Condensateur électrochimique étendu

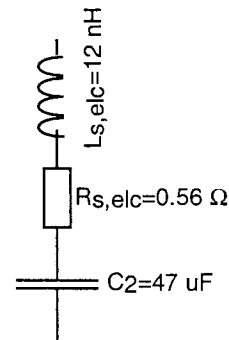


Fig. 3.16 : Modèle élémentaire

Les paramètres de ces modèles ont été obtenus en essayant de faire coïncider le mieux possible l'impédance des modèles avec l'impédance mesurée.

Commençons d'abord par comparer l'impédance qui représente ces trois modèles. Dans les figures on voit les diagrammes de Bode des trois fonctions de transfert (modèle élémentaire = TS, modèle CEM = S, modèle étendu = HF).

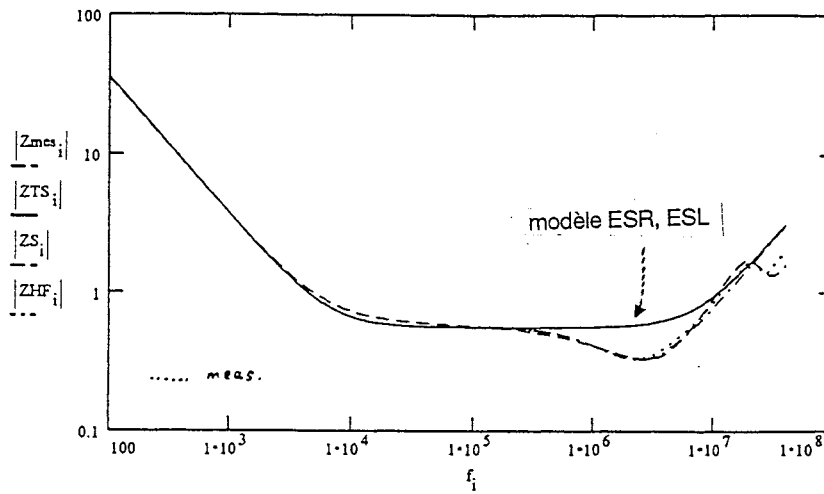


Fig. 3.17 : Module de l'impédance des modèles et de la mesure

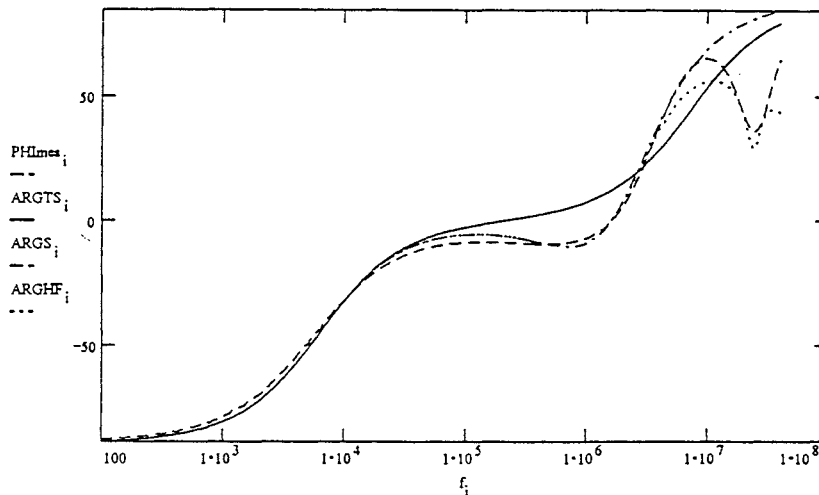


Fig. 3.18 : Phase de l'impédance des modèles et de la mesure

On note que le simple modèle ESL, ESR est insuffisant pour décrire complètement l'impédance du condensateur sur toute la gamme de fréquence. Au-delà d'environ 200 kHz, les courbes ne correspondent plus. Les autres modèles proposés étendent le domaine d'application jusqu'à environ 10 MHz, un peu plus haut pour le modèle "étendu". Toutefois, vu la complexité du schéma de ce dernier par rapport à l'extension de validité en fréquence, le modèle CEM nous a semblé suffisant. C'est donc **le modèle CEM que nous avons retenu pour toutes les simulations fines.**

3.3.2 Modèle d'une capacité céramique-CMS

Comme on l'a déjà vu dans le § 1.3.3, la modélisation d'une capacité céramique est plus facile à effectuer que la modélisation d'une capacité électrochimique. Un modèle L-R-C série est largement suffisant pour représenter l'impédance d'une telle capacité dans la bande de fréquence considérée.

Dans ce paragraphe, nous allons identifier les valeurs des paramètres du modèle pour les deux capacités céramiques employées dans notre hacheur série. Il s'agit de la capacité de 10 μF du RSIL et la capacité de découplage de 1 μF . Toutes les deux sont réalisées en technologie CMS ; on peut donc s'attendre à une inductance série très faible. Par une mesure on affine les valeurs typiques mentionnées dans le chapitre 1 ($L = 2 \text{ nH}$, $R = 100 \text{ m}\Omega$ pour $C=10 \mu\text{F}$ CMS).

La mesure sur pont d'impédance permet l'identification du schéma électrique équivalent (fig 3.19). A partir de ces mesures, on trouve : $L = 1 \text{ nH}$ et $R = 200 \text{ m}\Omega$. Ces valeurs sont assez proches de celles trouvées dans le chapitre 1. L'inductance série est négligeable devant celle des pistes en circuit imprimé.

Par conséquent, on peut considérer la capacité de 10 μF en CMS comme une capacité parfaite jusqu'à 100 MHz environ . Les imperfections seront celles des pistes de connexion.

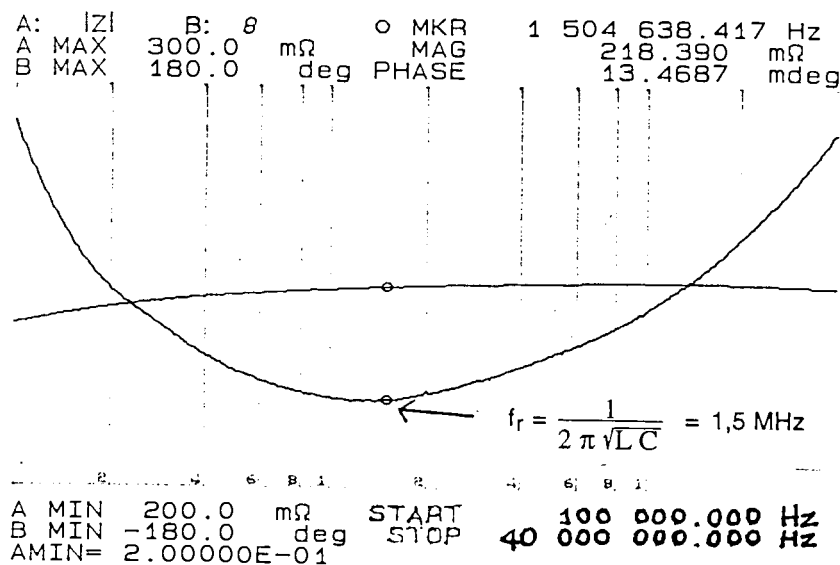


Fig. 3.19 : Impédance mesurée de la capacité de 10 μF , réalisé en CMS

La capacité de découplage est également une capacité céramique CMS. Ses dimensions sont beaucoup plus faibles encore que celles de la capacité de 10 μF . En plus, il n'y a aucune interconnexion interne, sauf les pistes du circuit imprimé, déjà incluses dans le modèle du câblage obtenu par InCa. La résistance série et l'inductance série peuvent donc être considérées comme négligeables.

3.4 Modèles de semiconducteurs

3.4.1 Véhicule test

Après avoir recensé les modèles de la connectique et des composants passifs, on va essayer de choisir parmi les modèles des composants actifs PSPICE celui qui donne les meilleures formes d'ondes comparé aux mesures. Dans ce but, nous avons essayé plusieurs modèles de MOSFET et de diode de puissance.

Puisque notre but est d'évaluer les possibilités d'effectuer des simulations fines avec PSPICE, nous avons été conduit à utiliser des modèles de semi-conducteurs des librairies fournies avec la version la plus récente de PSPICE. On a choisi pour une diode à recouvrement rapide de MOTOROLA : la MUR840, composant présent dans la librairie de PSPICE, ce qui n'était pas le cas des diodes SGS-THOMSON au début de cet étude. Il ne s'agit donc pas d'obtenir un convertisseur avec de très bonnes performances, mais plutôt de se donner des moyens de comparaisons.

Le transistor MOSFET de puissance IRFP250 est de HARRIS. Pour les autres composants, on a pris les modèles décrits dans le Chapitre 1.

Pour tester ces modèles de semiconducteurs, nous avons besoin que de comparer les formes d'ondes de puissance au sein d'un même environnement électromagnétique (connexions et condensateurs).

Nous avons donc effectué les simulations mettant en oeuvre les divers modèles sur un circuit électrique simple, ne faisant intervenir que les inductances appartenant à la maille de commutation.

En effet, il aurait été beaucoup trop lourd de tester les divers modèles de semiconducteurs sur le schéma électrique complet (inductances/capacités parasites + RSIL).

Dans cette approche, nous considérons comme secondaires les effets des capacités parasites, et nous recherchons le modèle qui se rapproche le mieux de la mesure. Nous avons bien pris garde à comparer les choses comparables, c'est à dire la tension V_{DS} externe au boîtier du MOSFET, entre les noeuds 7 et 11 de la figure 3.20.

On a combiné les inductances de la maille de puissance de façon à ce que leur nombre soit minimal. On obtient le schéma électrique ci-dessous, qui se simule rapidement.

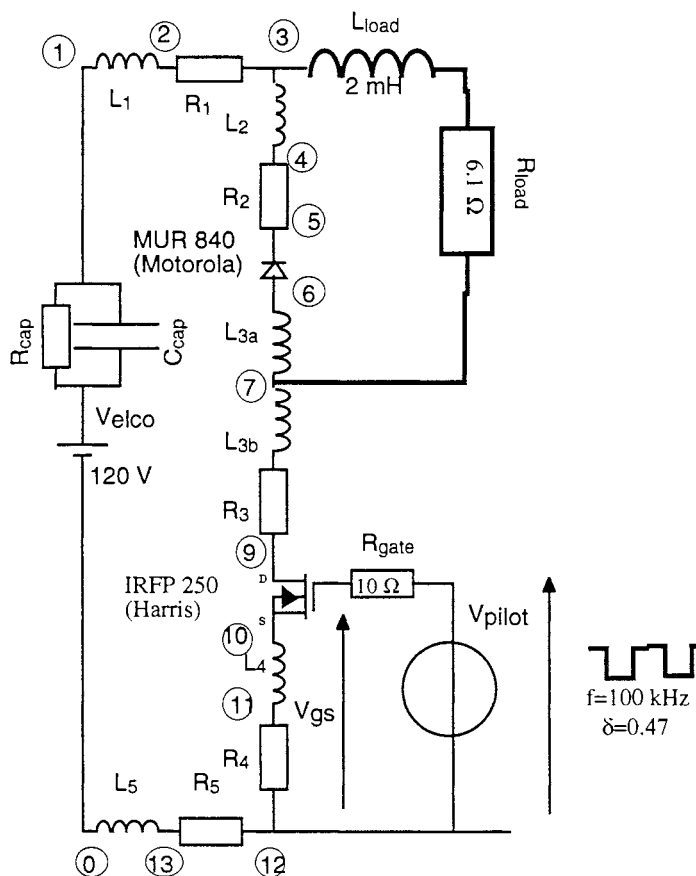


Fig. 3.20 : Schéma électrique simplifié du hacheur série

On a remplacé le condensateur de filtrage par une source de tension, en série avec son inductance et résistance série (ESL, ESR), suivant le modèle CEM du § 3.3.1. L'inductance série intrinsèque de ce condensateur s'ajoute donc à l'inductance de ces fils de connexion (L_{15} et L_{16} dans la figure 3.10a ou Annexe A).

3.4.2 Circuit de grille

Dans le but de sérier les difficultés, nous n'avons pas voulu simuler la carte de commande (transistors de commande absents de la librairie PSPICE).

Nous avons donc mesuré la tension de sortie du push-pull de commande (V_{pilote}) pour l'appliquer au modèle PSPICE à la résistance de grille de $10\ \Omega$ (interpolation linéaire en 3 morceaux).

Bien que les courbes ne soient malheureusement pas à la même échelle temporelle, on peut remarquer que, déjà, le modèle de MOS vu de l'entrée de commande ne répond pas identiquement à la même sollicitation (de V_{pilote}).

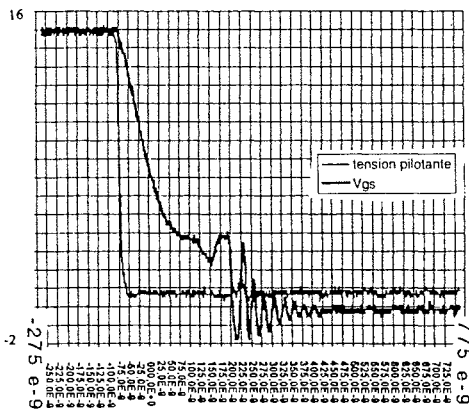


Fig. 3.21 : V_{GS} et V_{pilote} mesurées: ouverture

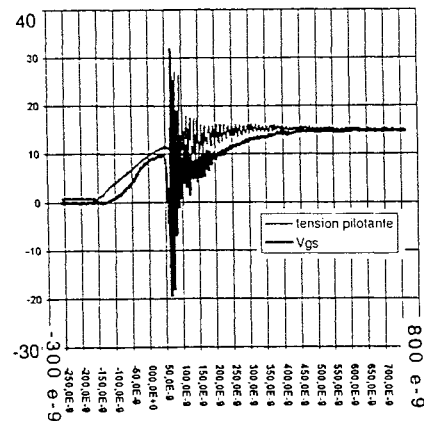


Fig. 3.22 : V_{GS} et V_{pilote} mesurées: fermeture

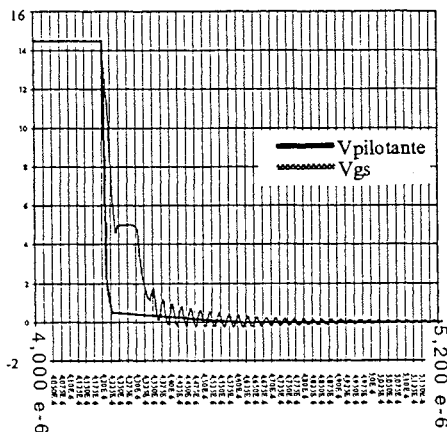


Fig. 3.23 : V_{GS} et V_{pilote} simulées: ouverture

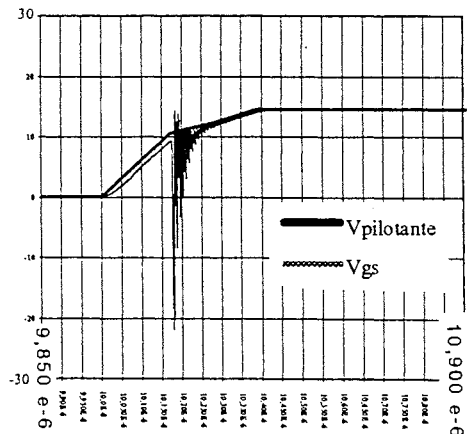


Fig. 3.24 : V_{GS} et V_{pilote} simulées: fermeture

La capacité de grille du modèle n'est donc pas la même que celle du MOSFET réel. Les formes d'ondes de puissance ne seront donc pas identiques non plus.

3.4.3 Influence du modèle du MOSFET

Simulations avec le modèle de MOS Standard (niveau 3), et la diode "CEM "

Les premières simulations effectuées ont pour but d'évaluer la qualité du modèle de MOSFET de PSPICE. Pour cette raison, on a essayé d'implanter un modèle de DIODE qui corresponde le mieux possible à la réalité. Il s'agit du modèle de diode CEM, décrite dans le chapitre 1.2.1. Les paramètres de ce modèle ont été évalués avec le plus grand soin possible. Ainsi, on espère pouvoir attribuer d'éventuels écarts entre simulation et mesures à la mauvaise modélisation du MOSFET. Dans les figures 3.25 - 3.28, on voit la tension drain-source et le courant I_{drain} à l'ouverture et à la fermeture du MOSFET.

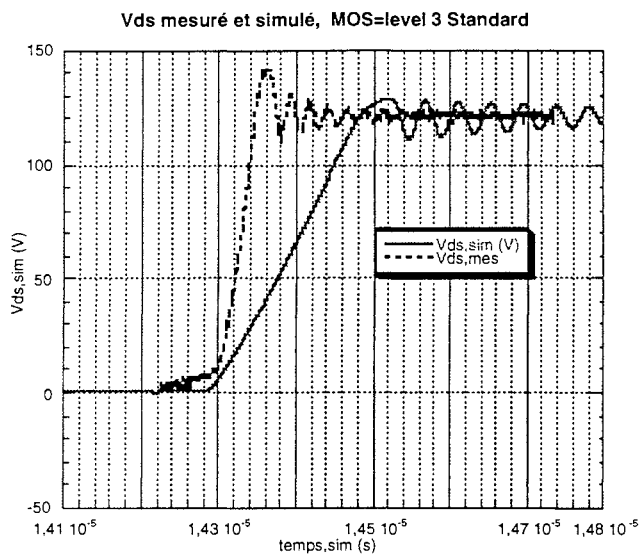


Fig. 3.25 : V_{DS} à l'ouverture, MOS Standard
Diode=CEM

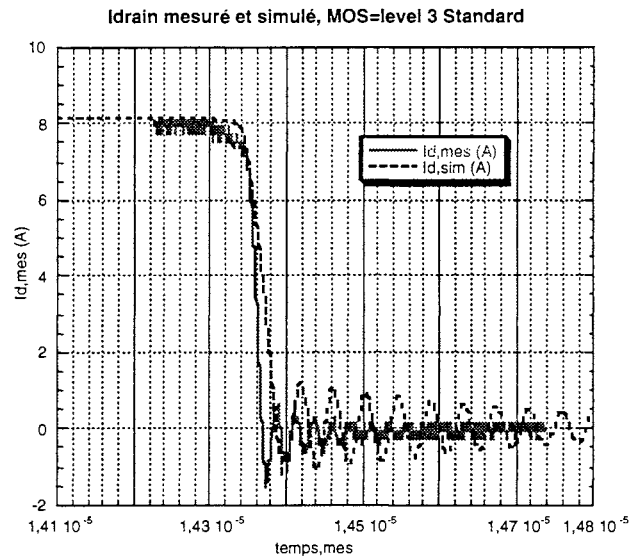


Fig. 3.26 : I_{D} à l'ouverture MOS Standard
Diode=CEM

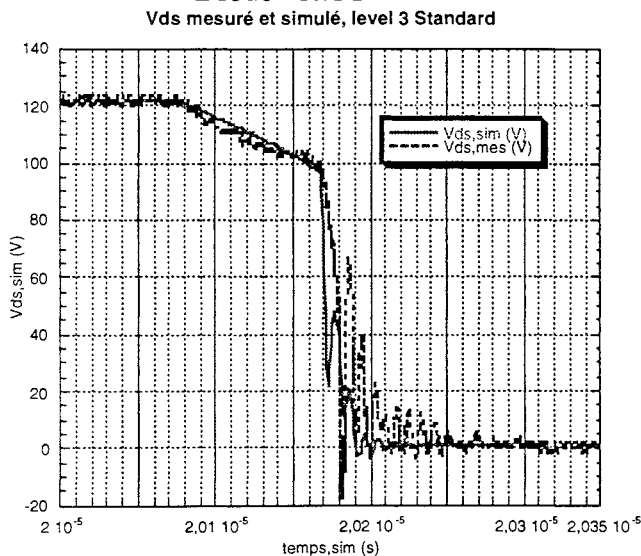


Fig. 3.27 : V_{DS} à la fermeture MOS Standard
Diode=CEM

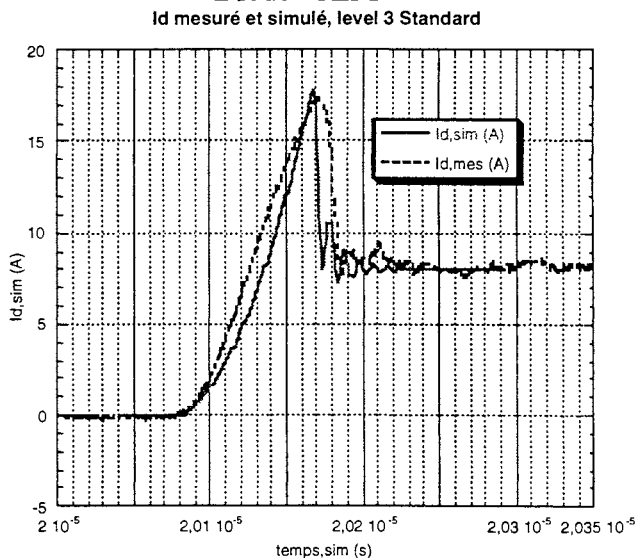


Fig. 3.28 : I_{D} à la fermeture MOS Standard
Diode=CEM

A l'ouverture du MOSFET, on voit que le temps de montée, ainsi que la fréquence des oscillations ne sont pas en accord avec les mesures. Le temps de montée mesuré vaut ≈ 55 ns, alors qu'en simulation, on a ≈ 180 ns. Le modèle employé (level 3 standard), ne permet pas à la tension drain-source d'évoluer suffisamment rapidement. On suppose que ceci est dû à la mauvaise représentation des capacités, en particulier la capacité Miller.

La fréquence des oscillations mesurée vaut 40 MHz environ, alors qu'en simulation on trouve 36 MHz seulement. Cette écart de 10 % environ sur la fréquence correspond à un écart théorique de 20 % sur la capacité Drain-Source sous forte tension.

A la fermeture du MOS, on peut distinguer deux phases. Dans la première phase, la diode continue à conduire et recouvre. Cette phase se termine lorsque la diode a atteint le maximum de son recouvrement. Pendant cette phase, la tension drain-source évolue entre 120 V et 100 V environ sous l'influence de l'inductance de maille et du courant croissant. Une fois que le courant de la diode a atteint sa valeur crête, la tension drain-source chute rapidement, car les capacités du MOS peuvent être rapidement déchargées par le courant commuté, la diode étant bloquée. Ceci se passe pendant la deuxième phase. Dans la figure 3.27, on voit que le comportement, relativement bien modélisé mais chahuté, est difficile à comparer à la mesure (diode MUR840 trop brutale).

Les fréquences d'oscillations sont aux alentours de 100 MHz en simulation et en mesure. Toutefois, ces oscillations ne peuvent pas être obtenues avec plus de précision, car elles sont engendrées par un circuit qui comprend l'inductance de maille et la capacité de jonction de la diode sous forte tension. Or, cette dernière est d'une valeur très faible ($C_d \approx 22$ pF), qu'on n'a pas pu mesurer avec une très grande précision.

Simulations avec le modèle de MOS, paramètres "PARTS" (niveau 3) et la diode CEM

Afin d'améliorer le modèle du MOSFET, on a essayé d'identifier les paramètres appartenant au modèle level 3 au moyen du module "PARTS", fourni avec PSPICE. On a identifié les paramètres du modèle en s'appuyant sur les données constructeurs (DATASHEETS) de HARRIS. Les paramètres ont été évalués pour le courant nominal de 8 A et la tension d'alimentation de 120 V. Dans les figures 3.29-3.32, on voit les formes d'ondes de puissance obtenues avec ce modèle de MOS.

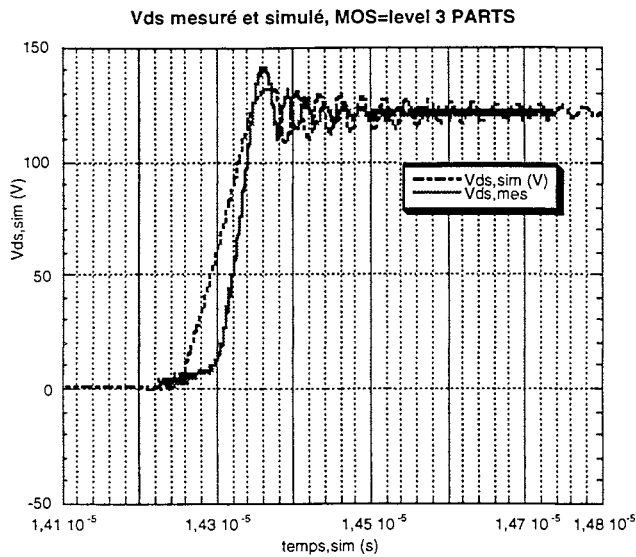


Fig. 3.29 : V_{DS} à l'ouverture, MOS PARTS
Diode=CEM

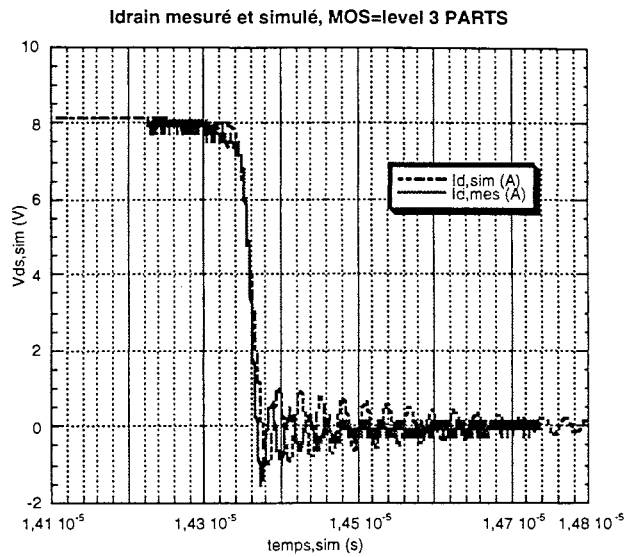


Fig. 3.30 : I_D à l'ouverture MOS PARTS
Diode=CEM

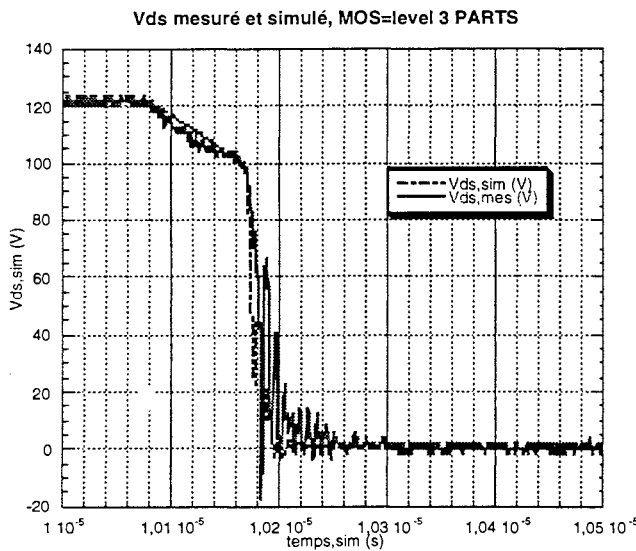


Fig. 3.31 : V_{DS} à la fermeture, MOS PARTS
Diode=CEM

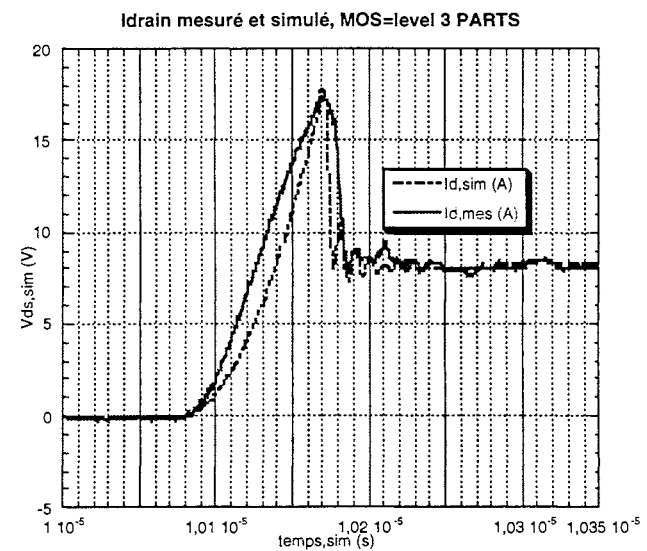


Fig. 3.32 : I_D à la fermeture, MOS PARTS
Diode=CEM

A l'ouverture, on voit que la modélisation s'est nettement améliorée (on a un temps de montée de la tension drain-source de ≈ 90 ns en simulation et de ≈ 55 ns en mesure). Le courant drain simulé décroît avec la même vitesse que la mesure. La fréquence d'oscillations simulée reste de 36 MHz environ, (contre 40 MHz en mesure). Cette oscillation est engendrée par l'inductance de maille et la capacité vue entre le Drain et la Source du " C_{oss} ". La différence des deux fréquences vient du fait que cette capacité est d'une valeur de ≈ 315 pF, alors qu'en mesure on avait trouvé $C_{oss} \approx 241$ pF. Cette différence est encore plus importante, car la capacité Drain-Source mesurée l'a été dans des conditions proches de l'implantation définitive. En effet, les capacités de semelle du composant avec le radiateur s'ajoutent à la valeur de C_{oss} mesurée. La différence est de 14 pF. Dans la figure 3.33, on observe cette situation. Si l'on évalue la fréquence d'oscillation avec le C_{oss} corrigé,

($C_{oss} \approx 241 \text{ pF} - 14 \text{ pF} = 227 \text{ pF}$), on trouve bien $f = 39,2 \text{ MHz}$, ce qui se rapproche de la mesure (40 MHz).

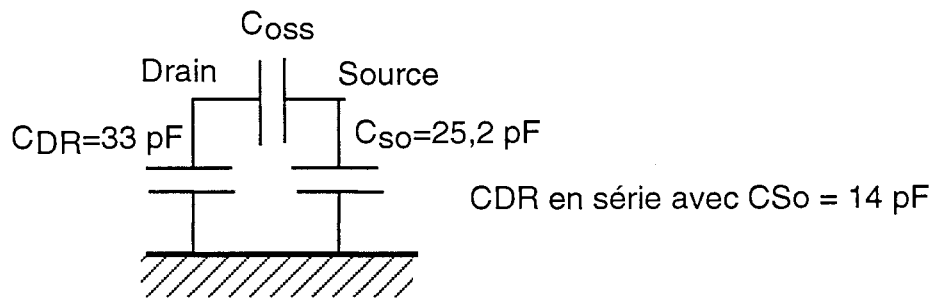


Fig. 3.33 Capacités des semelles et C_{oss}

On peut attribuer cet écart sur les fréquences d'oscillation au fait que dans le modèle de MOSFET employé lors des simulations fines, on a connecté la connexion du substrat (bulk) à la source du MOSFET. La capacité du bulk s'ajoute alors à la valeur de C_{oss} . Il faudrait donc connecter le bulk à un potentiel très négatif.

A la fermeture, on se heurte au même problème qu'avant ; le modèle de la diode a une précision limitée, même si c'est le meilleur modèle dont on a pu disposer. Cependant, on voit que la tension drain-source évolue d'une façon beaucoup plus proche de la mesure que dans le cas d'un MOSFET level 3 à paramètres standards (figure 3.27). Dans la deuxième phase, on voit que les oscillations mesurées sont toujours plus fortes que celles de la simulation. Le temps de descente correspond relativement bien. Les écarts se situent aux alentours de 10 ns, ce qui correspond à l'imprécision du modèle de la diode (figure 3.32) et à la mauvaise représentation des capacités du MOS.

Les écarts entre simulation et mesure sont tels que l'on peut tenter d'obtenir les formes d'ondes des signaux relatifs au niveau des perturbations conduites avec ce modèle de MOSFET. **Le modèle retenu est donc le MOS level 3 à paramètres identifiés avec PARTS.**

3.4.4 Influence du modèle de la diode

Simulations avec la DIODE de PSPICE, paramètres standards et le MOS level 3 PARTS

Dans ce paragraphe, nous allons examiner l'influence du modèle de Diode avec les formes d'ondes de puissance. Il convient donc d'utiliser le modèle de MOS le plus précis possible, à savoir le modèle MOS level 3 à paramètres identifiés avec "PARTS". Nous avons de nouveau simulé le circuit représenté dans la figure 3.20, avec 3 différents modèles de diodes : le modèle PSPICE à paramètres standard, le modèle PSPICE à paramètres extraits avec le module PARTS et le modèle CEM du chapitre 1.2.1. Les formes d'onde obtenues avec le modèle standard de PSPICE sont montrées dans les figures 3.34, 35, 36 et 37.

Fermeture de la DIODE :

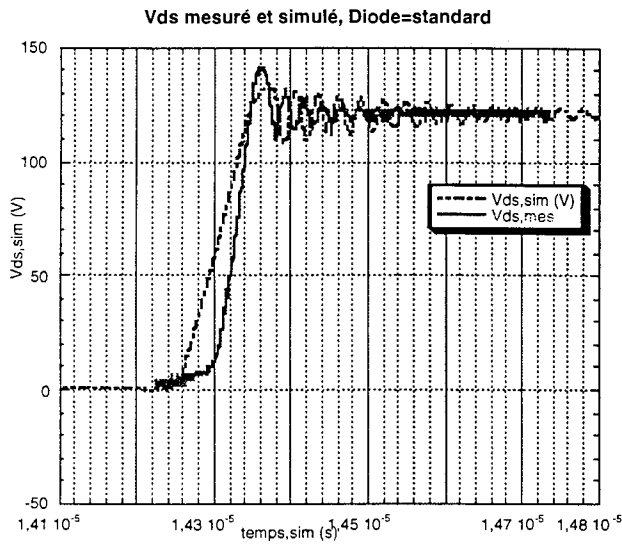


Fig. 3.34 : V_{DS} à la fermeture de la diode
MOS=level 3, PARTS, Diode=Standard

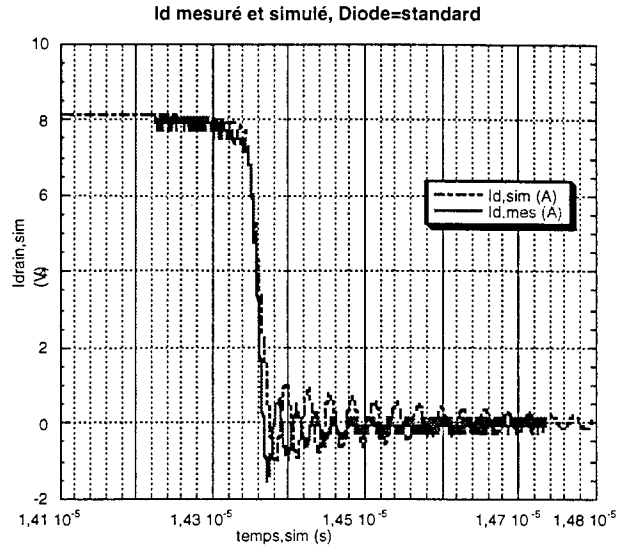


Fig. 3.35 : I_D à la fermeture
MOS=level 3, PARTS, Diode=Standard

Comme on aurait pu s'y attendre, il n'y a pas de problème de modélisation à la fermeture de la diode.

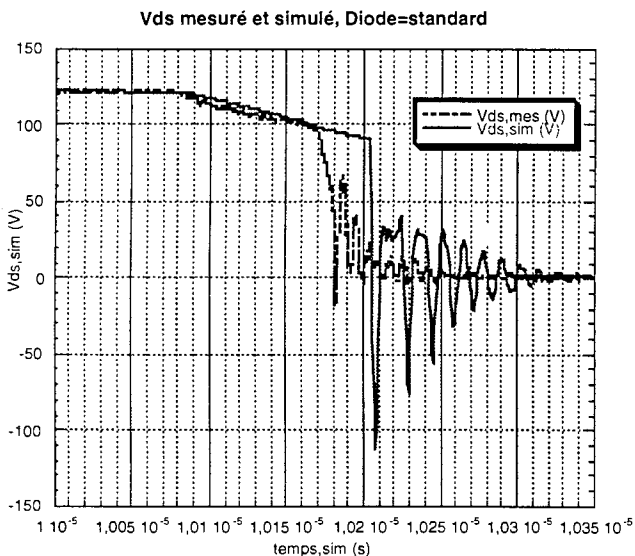


Fig. 3.36 : V_{DS} à l'ouverture de la diode
MOS=level 3, PARTS, Diode=Standard

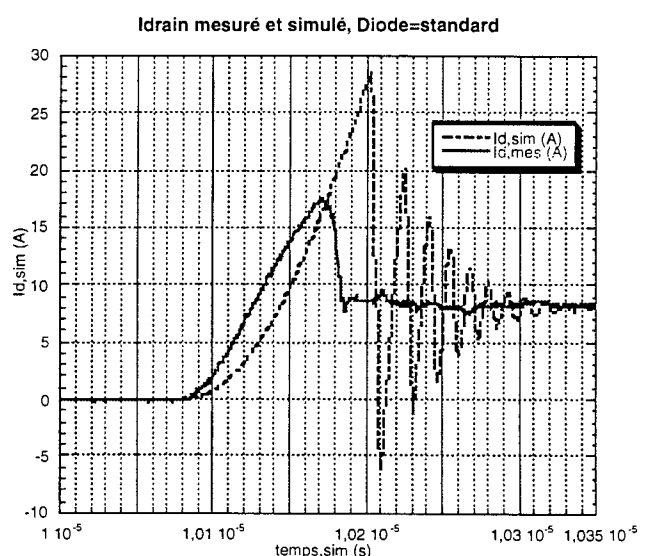


Fig. 3.37 : I_D à l'ouverture,
MOS=level 3, PARTS, Diode=Standard

Par contre, à l'ouverture de la diode, on voit d'importants écarts entre les formes d'ondes simulées et mesurées (figures 3.36 et 3.37). Premièrement, l'amplitude du recouvrement n'est pas bien prise en compte par le modèle PSPICE (≈ 20 A simulé contre ≈ 9 A mesuré).

Deuxièmement, le temps de recouvrement est plus long en simulation qu'en mesure.

Troisièmement, le comportement dans la phase qui suit le recouvrement est beaucoup plus oscillatoire. Ceci provient du fait que dans le modèle de PSPICE, le comportement de la diode est uniquement déterminé par la capacité de jonction.

Dans la figure 3.36, on voit que la tension drain-source subit les conséquences du mauvais modèle de diode : la phase, durant laquelle la diode continue à conduire dure trop longtemps (≈ 50 ns plus long), et de ce fait V_{DS} commence à chuter trop tard.

Dans la phase qui suit, les oscillations de la diode se répercutent intégralement sur la tension du MOS, accentué de plus par la connectique des pistes et pattes.

Dans le modèle PSPICE standard, la capacité de jonction sous forte tension a une valeur trop élevée. C'est pourquoi la fréquence des oscillations mesurée sur la tension MOS est trop basse comparée aux mesures (90 MHz au lieu de 100 MHz mesuré).

L'amplitude et le temps du recouvrement de la diode sont très fortement impliqués dans la génération des perturbations de Mode Différentiel. La vitesse de décroissance de la tension drain-source est également très impliquée dans la génération des perturbations de Mode Commun.

Vu l'imprécision des formes d'ondes obtenues avec le modèle de diode à paramètres standard de PSPICE, nous pouvons conclure qu'avec ce modèle nous ne pouvons pas effectuer des simulations fines de perturbations conduites.

Simulations avec la DIODE de PSPICE, paramètres PARTS, et le MOS level 3, PARTS

Par conséquent, on va essayer d'améliorer la performance de la diode en effectuant la procédure d'extraction de paramètres de PSPICE avec PARTS. Les résultats de simulation sont donnés dans les figures 3.38 et 3.39.

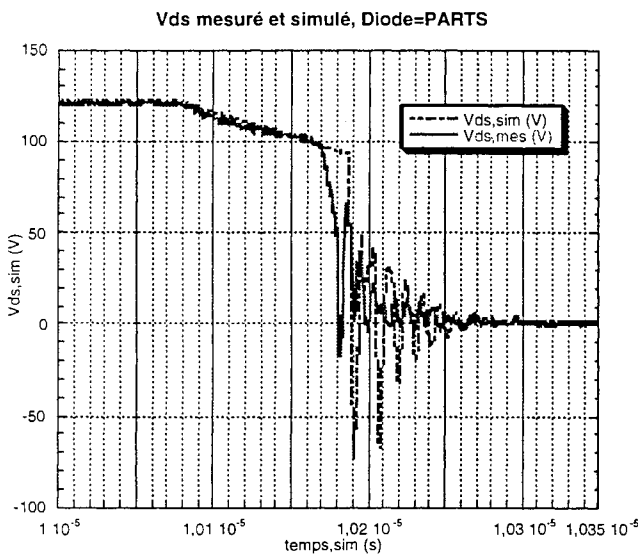


Fig. 3.38 : V_{DS} à l'ouverture, Diode PARTS
MOS=level 3, PARTS

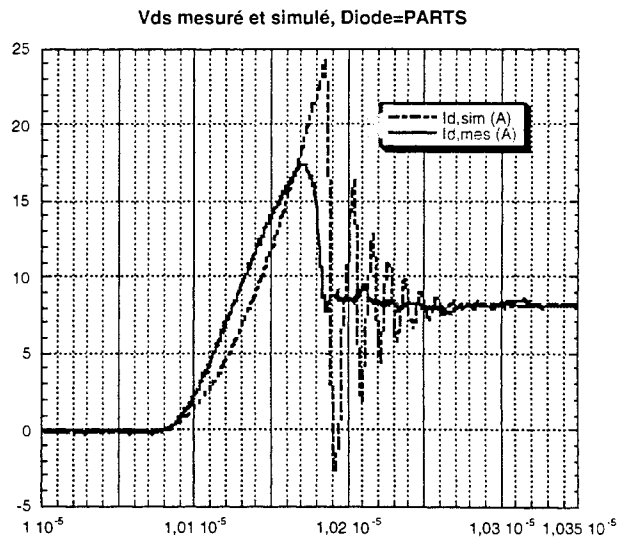


Fig. 3.39 : I_D à l'ouverture, Diode=PARTS
MOS=level 3, PARTS

On n'a pas présenté les formes d'ondes à la fermeture de la diode, déjà modélisées de façon satisfaisante, car rien n'a changé par rapport aux simulations précédentes. Par contre, à la fermeture du MOS, on constate que le courant I_{drain} simulé se rapproche un peu mieux de la mesure. Néanmoins, on voit que l'amplitude du recouvrement est toujours trop grande ($I_{RRM} = 16$ A en simulation et $I_{RRM} = 9$ A en mesure), et que la phase de recouvrement dure trop longtemps. De plus, dans la phase qui

suit le recouvrement, les oscillations que présentent les formes d'ondes simulées sont toujours beaucoup trop fortes. Par contre, la fréquence des oscillations (≈ 100 MHz) correspond relativement bien aux mesures. Ceci provient du fait que lors de l'extraction des paramètres de la diode avec PARTS, on a introduit la variation de la capacité de jonction en fonction de la tension appliquée, obtenue en mesure.

Simulations avec la DIODE modèle CEM, et le MOS level 3, PARTS

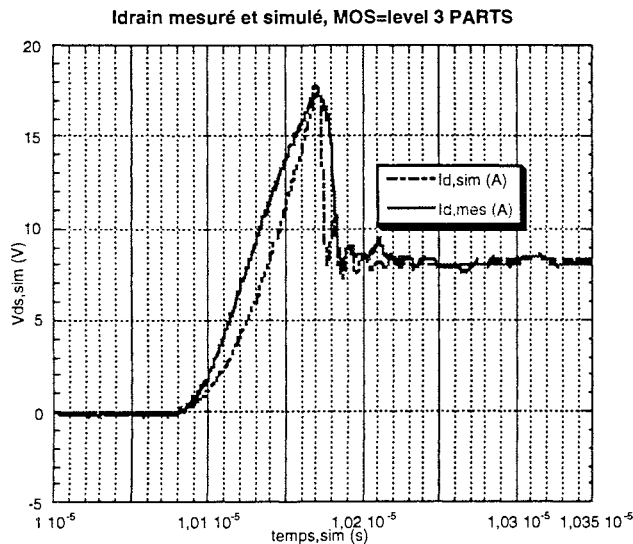


Fig. 3.40 : I_D à la fermeture (Diode CEM)
MOS=level 3, PARTS

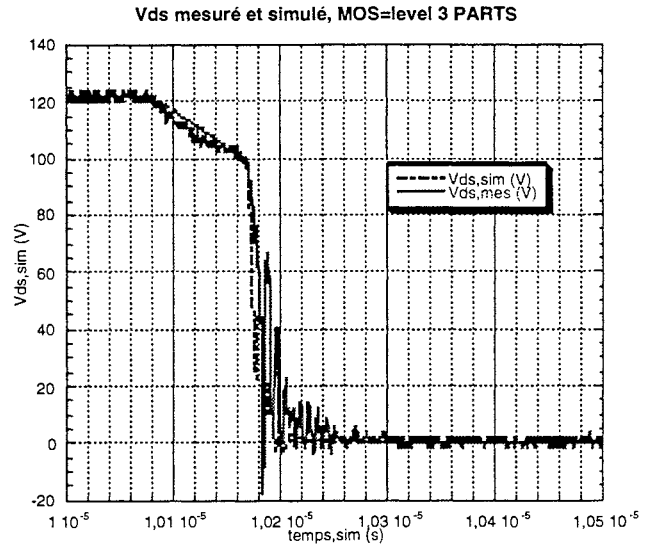


Fig. 3.41 : V_{DS} à la fermeture (Diode CEM)
MOS=level 3, PARTS

Une fois les paramètres du modèle évalués par itération, on obtient les courbes de la figure 3.40 et 3.41.

Malheureusement, nous verrons par la suite que le changement de l'inductance de maille (capacité de découplage où technologie SMI) conduit à devoir réévaluer tous les paramètres du modèle, ce qui est très dommageable.

Cependant, celui-ci permet au moins de travailler.

Sur la figure 3.40, on voit que ce modèle a trois avantages par rapport aux modèles de PSPICE ; l'amplitude du recouvrement correspond bien à la mesure, les temps de recouvrement sont identiques et le comportement après le recouvrement (très peu d'oscillations sur le courant) correspond bien.

Les degrés de liberté du modèle ne sont pas tels qu'une coïncidence parfaite entre simulation et mesure puisse être obtenue, mais le modèle est suffisamment performant pour pouvoir faire des simulations fines. Dans la figure 3.41, on voit que les tensions V_{DS} simulées et mesurées correspondent bien, avant le recouvrement. Les oscillations sont plus fortes en mesure qu'en simulation, mais les fréquences (≈ 100 MHz) correspondent bien. Il n'est pas évident d'attribuer la différence d'amplitude des oscillations au modèle de la diode, car dans la phase d'oscillation, les capacités du MOSFET interviennent en même temps que le modèle de la diode.

En conclusion, le **modèle de MOSFET level 3 à paramètres identifiés avec PARTS** et le **modèle de diode CEM** sont des modèles suffisamment précis pour pouvoir faire les simulations fines. C'est donc avec ces modèles que les simulations fines présentées dans le §3.6 seront effectuées.

Comme il a été souligné antérieurement, avant de procéder aux simulations fines du hacheur sur SMI, il sera nécessaire de faire une nouvelle identification des paramètres du modèle de la diode.

3.5 Exploitation immédiate des formes d'onde de puissance

3.5.1 Répartition du courant entre capacités de filtrage et de découplage

Maintenant que nous disposons de modèles relativement précis de condensateurs et d'interconnexions les reliant, il devient possible de prédire les courants de chacun d'entre eux. Ceci a une importance considérable sur les échauffements (vieillessement et contraintes thermomécanique pour le condensateur CMS), et donc la fiabilité des dispositifs.

Nous avons illustré ce cas par l'étude de la répartition du courant entre le condensateur de filtrage et celui de découplage.

Dans ce cas de figure, il est clair que ces 2 condensateurs n'ont pas le même rôle, ils n'ont pas à fournir la même énergie.

Le but ici recherché est de fournir au concepteur une méthode simple permettant de vérifier que chaque condensateur joue pleinement son rôle.

Dans la mesure où l'impédance interne des condensateurs est fixée, le seul moyen d'action est l'implantation géométrique. Par exemple, si l'inductance séparant les deux condensateurs est trop forte, le condensateur de découplage risque de fournir le courant à la fréquence de découpage, alors qu'il n'est pas dimensionné pour jouer ce rôle.

De ce fait, il n'est pas souhaitable de se cantonner à l'exploitation des résultats de simulation fine, mais une démarche analytique modulaire en "source-chemin" permet d'envisager le problème inverse de la conception.

Nous allons montrer qu'il est tout-à-fait légitime pour choisir le type de condensateur et son implantation géométrique de remplacer le bras de commutation par un générateur de courant à créneaux périodiques [tSche].

En observant la figure suivante, on peut déduire le schéma équivalent de notre hacheur, qui prend en compte le câblage (figure 3.42).

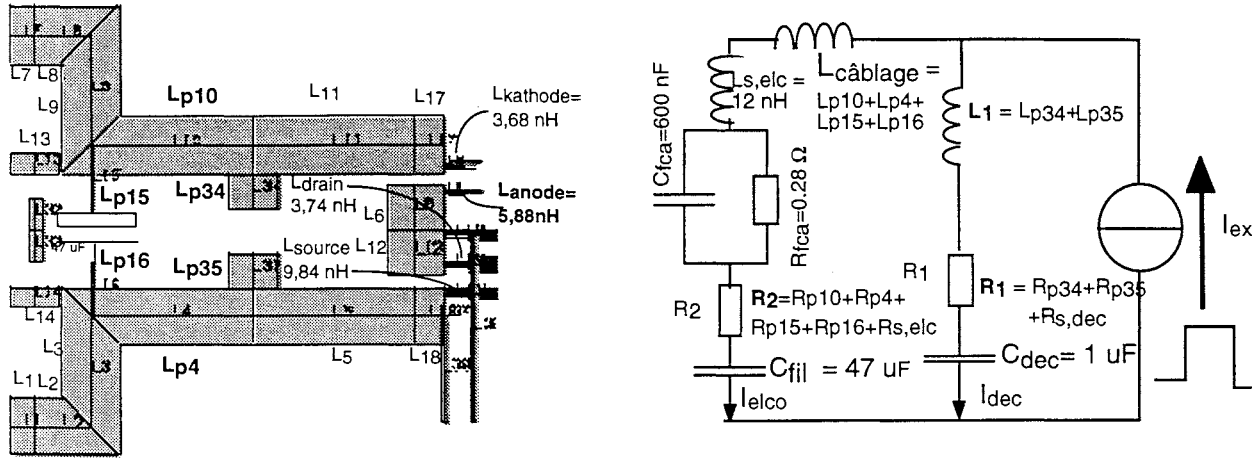


Fig. 3.42 : Circuit équivalent du hacheur avec source de courant

Une fois les condensateurs déterminés, les seuls paramètres du modèle sont l'inductance $L_{\text{câblage}}$ et la raideur des fronts de la source excitatrice.

Les différentes valeurs des composants du circuit sont données sur le tableau suivant. On posera $L_2 = L_{\text{câblage}} + L_{s,elc}$.

L_1	$L_{p34} + L_{p35}$	1,4 nH
L_2	$L_{p10} + L_{p4} + L_{p15} + L_{p16} + L_{s,elc}$	29,3 nH
R_1	$R_{p34} + R_{p35} + R_{s,dec}$	100 mΩ,
R_2	$R_{p10} + R_{p4} + R_{p15} + R_{p16} + R_{s,elc}$	288 mΩ

Regardons les fonctions de transfert des courants tels qu'ils se répartissent entre les capacités de filtrage et le découplage. Il est possible de calculer les fonctions de transfert $i_{elco}(s)/i_{ex}(s)$ et $i_{deco}(s)/i_{ex}(s)$ à partir de la figure 3.42. Ces fonctions de transfert sont :

$$\frac{i_{elco}(s)}{i_{ex}(s)} = \frac{S^3[L_1 C_{dec} C_{fca} R_{fca}] + S^2[C_{dec}(L_1 + R_1 R_{fca} C_{fca})] + S[R_1 C_{dec} + R_{fca} C_{fca}] + 1}{S^3[(L_1 + L_2) C_{dec} C_{fca} R_{fca}] + S^2[C_{dec}(L_1 + L_2 + (R_1 + R_2) R_{fca} C_{fca})] + S[C_{dec}(R_1 + R_2 + R_{fca}) + (1 + \frac{C_{dec}}{C_{fil}}) C_{fca} R_{fca}] + 1 + \frac{C_{dec}}{C_{fil}}}$$

$$\frac{i_{deco}(s)}{i_{ex}(s)} = \frac{S^3[L_2 C_{dec} C_{fca} R_{fca}] + S^2[C_{dec}(L_2 + R_2 R_{fca} C_{fca})] + S[(R_2 + R_{fca}) C_{dec} + R_{fca} \frac{C_{fca} C_{dec}}{C_{fil}}] + \frac{C_{dec}}{C_{fil}}}{S^3[(L_1 + L_2) C_{dec} C_{fca} R_{fca}] + S^2[C_{dec}(L_1 + L_2 + (R_1 + R_2) R_{fca} C_{fca})] + S[C_{dec}(R_1 + R_2 + R_{fca}) + (1 + \frac{C_{dec}}{C_{fil}}) C_{fca} R_{fca}] + 1 + \frac{C_{dec}}{C_{fil}}}$$

Ces fonctions de transfert sont surtout intéressantes lorsqu'on veut analyser l'influence de certains paramètres sur la répartition des courants. Dans la figure 3.43 on voit les diagrammes de Bode (Module).

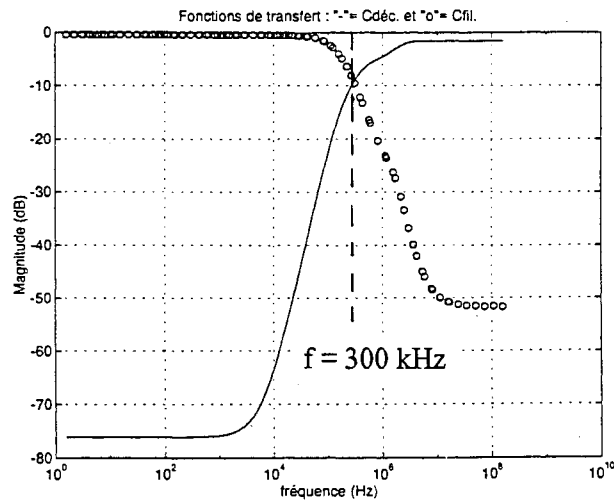


Fig. 3.43 : Module de $\frac{i_{dec}(s)}{i_{ex}(s)}$, $\frac{i_{elco}(s)}{i_{ex}(s)}$

On voit qu'en basse fréquence, la capacité de filtrage intervient le plus (Module=1 (0 dB)), alors qu'à partir de 300 kHz, c'est la capacité de découplage qui prend le relais, grâce à la plus faible valeur de son inductance série. Ceci indique que pour les perturbations de Mode Différentiel en haute fréquence, la capacité de découplage jouera un rôle prépondérant.

Ce diagramme est important pour justifier la fréquence de découpage de la maquette et l'implantation géométrique du convertisseur.

La figure 3.44 montre les résultats obtenus en temporel sur la répartition du courant entre les 2 condensateurs, d'une part avec le modèle simplifié (en bas), et d'autre part par la simulation fine du convertisseur dans sa totalité (en haut).

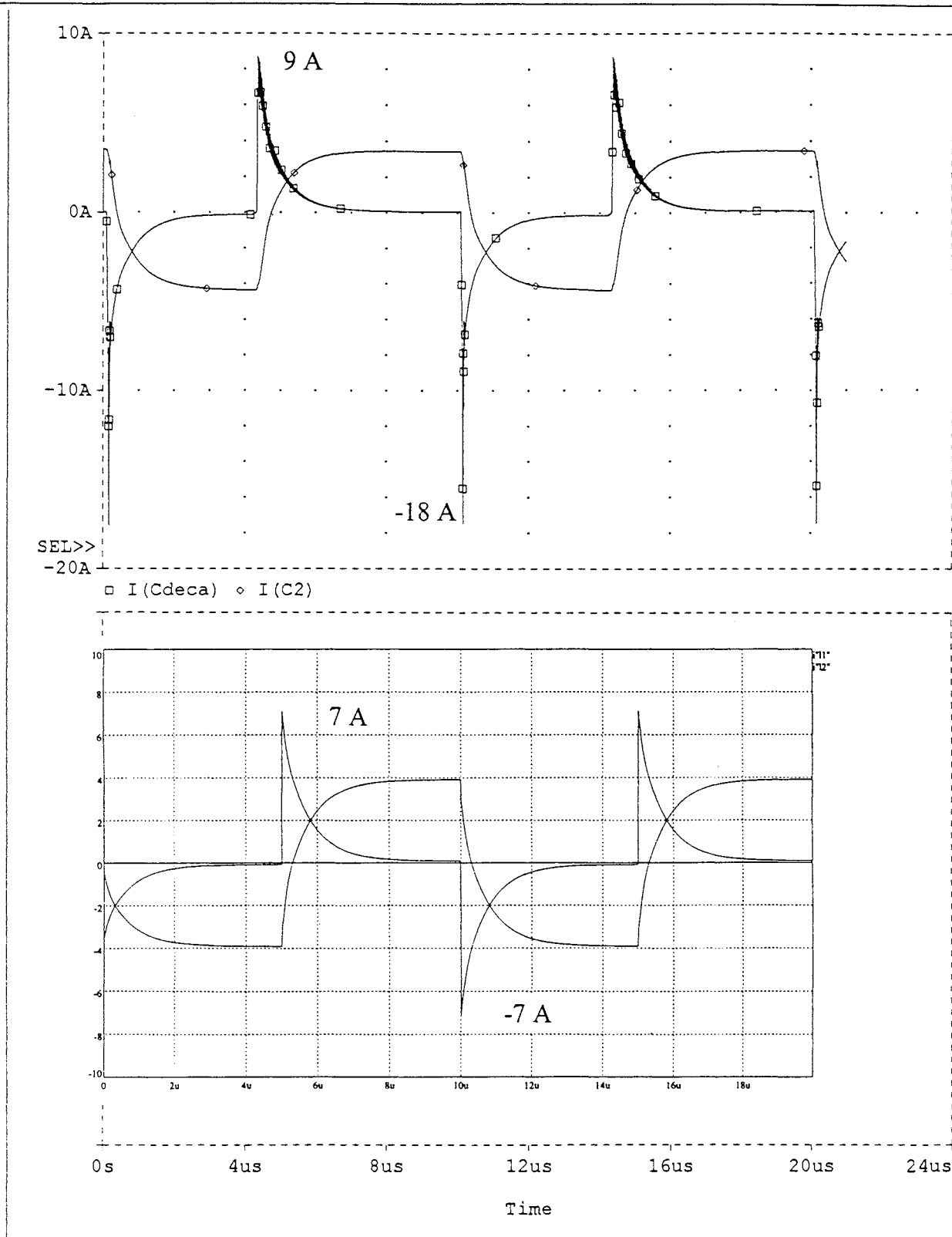


Fig.. 3.44 : Répartition des courants simulés : modèle complet (haut), modèle simple (bas)

On note que, comme prévu, le condensateur de filtrage débite la partie basse fréquence du courant, alors que le condensateur de découpage ne contribue qu'en haute fréquence.

L'écart entre la simulation fine obtenue par PSPICE et le modèle proposé concernant le condensateur de découpage s'explique par la non prise en compte dans le modèle des phénomènes tels que le recouvrement de la diode et les oscillations provoquées à l'ouverture par le MOSFET.

3.5.2 Rendement du convertisseur sur Circuit Imprimé

Ayant obtenu les formes d'onde en commutation précise, on peut espérer obtenir une estimation réaliste des pertes globales, d'où le rendement η .

$$\eta = \frac{\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} V_{\text{entrée}} I_{\text{entrée}} dt}{\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} V_{\text{sortie}} I_{\text{sortie}} dt}$$

Il s'agit du quotient des puissances d'entrée et de sortie moyennes. Le rendement mesuré a été obtenu avec un analyseur de puissance D6000 NGI (Norma Goerz).

Le rendement mesuré vaut : $\eta_{\text{mes}} = 83 \%$, et le rendement simulé $\eta_{\text{sim}} = 91 \%$.

Si l'écart est faible entre les rendements (simulé et mesuré $< 10 \%$), il est à noter qu'il correspond donc à une erreur de presque 100 % sur les pertes

Deux choses peuvent être incriminées, d'une part les pertes en commutation (front imprécis, oscillations), et d'autre part les pertes dans les condensateurs électrochimiques ne sont pas bien rendues par le modèle utilisé.

De plus, le modèle de la capacité électrochimique (résistance série) ne peut tenir compte d'éventuelles variations qui peuvent exister entre les différents exemplaires d'un même condensateur. Par exemple, on a évalué la résistance série de deux condensateurs de filtrage de la même série (Philips série 56), et on a trouvé des valeurs de la résistance série assez différentes ($R_{s,\text{elc}} = 0,56 \Omega$ et $R_{s,\text{elc}} = 0,71 \Omega$).

3.6 Exploitation CEM

3.6.1 Introduction-Précautions de mesure

Avec les modèles des composants actifs et passifs, ainsi que le modèle complet de la connectique, nous avons effectué des simulations fines du hacheur. Une fois ces simulations fines terminées, on a accès à une énorme quantité d'informations sur le fonctionnement du hacheur et les perturbations conduites générées.

Cependant, ces simulations sont très longues sur un PC avec un Pentium à 66 MHz (1996), car le pas de simulation n'excède pas le nanoseconde et le nombre de noeuds à résoudre est élevé. Pour la simulation du hacheur série sur SMI avec une capacité de découplage, le pas maximal doit même être réduit à ≈ 500 ps afin d'éviter des problèmes de convergence. En plus, vu le fait que la simulation de seulement 2 périodes de découpage prend déjà beaucoup de temps, il convient de démarrer la simulation à partir du régime établi. Ce régime établi peut être trouvé au moyen d'une simulation grossière avec une basse précision. A la sortie de cette simulation, un fichier de conditions initiales est créé. La simulation fine va démarrer avec toutes les inductances et capacités préchargées à une valeur

contenue dans le fichier des conditions initiales. Si les simulations fines se terminent bien, on a accès à toutes les formes d'ondes temporelles.

Le but de ce paragraphe est double:

- d'une part, après simulation, on a accès aux perturbations conduites émises par le convertisseur. Nous choisissons la tension aux bornes de la résistance de $50\ \Omega$ du RSIL, connectée au "moins" du bus d'alimentation, comme vecteur de comparaison avec la mesure. Cette confrontation simulation/expérience sera faite dans les deux domaines, temporel et fréquentiel. Pour ce dernier, une transformation de Fourier rapide (FFT) sera effectuée sur la tension.

- d'autre part, les résultats de simulation vont nous aider à mieux comprendre les phénomènes, puisque de nombreuses informations sont disponibles (courants dans les capacités parasites), qui ne le sont pas en mesure. Cette phase d'analyse sera déterminante pour les modèles simples de CEM développés au chapitre 4.

Quatre exemples seront successivement traités: hacheur sur Circuit Imprimé avec et sans condensateur de découplage, et les mêmes réalisations sur Substrat Métallique Isolé.

- Précautions de mesure

Le but de la simulation fine étant d'obtenir des formes d'ondes très réalistes, on a voulu se mettre à l'écart de toute influence extérieure. Ceci est particulièrement important lorsqu'on effectue des mesures de compatibilité électromagnétique, car les amplitudes des perturbations conduites générées par le hacheur, deviennent très faibles en haute fréquence. On donne ici les moyens mis en oeuvre pour immuniser notre convertisseur contre les bruits venant de l'extérieur.

L'alimentation de la maquette a été filtrée au moyen d'un filtre industriel. Nous avons rajouté deux inductances à air de $200\ \mu\text{H}$ en série avec ce filtre, de manière à rester en cohérence avec la simulation, puisque le filtre industriel ne présente qu'une inductance de $50\ \mu\text{H}$ par phase.

Au niveau de la commande, l'alimentation $15\ \text{V}$ est filtrée par un filtre de Mode Commun (tore bobiné deux fils en main).

Par ailleurs, le radiateur recueillant les courants de Mode Commun directement sur la maquette n'a pas été relié à la terre. En effet, un problème induit par la mesure se pose, car la connexion de l'Analyseur de Spectre ou de l'oscilloscope avec la maquette offre un chemin de retour à des perturbations de Mode Commun non-inclues dans la modélisation.

Les capacités parasites de la charge et du radiateur lui-même vis à vis de la terre (tout ce qui n'a pas été modélisé hors de la maquette) sont susceptibles d'être soumises à des variations de potentiel, et donc de servir de chemin à des courants de mode commun *véhiculés par la terre*. Ces courants se rebouclent vers la maquette via la connexion de masse de l'appareil de mesure (Fig.3.45 et 3.46).

Si cette connexion de masse se situe entre les résistances du RSIL (Fig. 3.45), alors le courant de mode commun non modélisé passe par celle aux bornes de laquelle la mesure est effectuée. Dans ce cas, celle-ci sera faussée. Nous avons évalué la fréquence de ces perturbations "parasites" aux alentours de 1 MHz.

Pour remédier à cette situation, on peut simplement inverser les points de mesure. Alors, ces courants de Mode Commun passent toujours par le fil de masse, mais n'entachent plus la mesure, parce qu'ils sont déviés de la résistance du RSIL (fig. 3.46). On note que l'impédance du condensateur de filtrage est beaucoup plus faible que le $2 \times 50 \Omega$ en série du RSIL, ce qui explique les trajets du courant fig. 3.46.

Cette solution n'aurait pas été envisageable si le radiateur avait été relié à la terre.

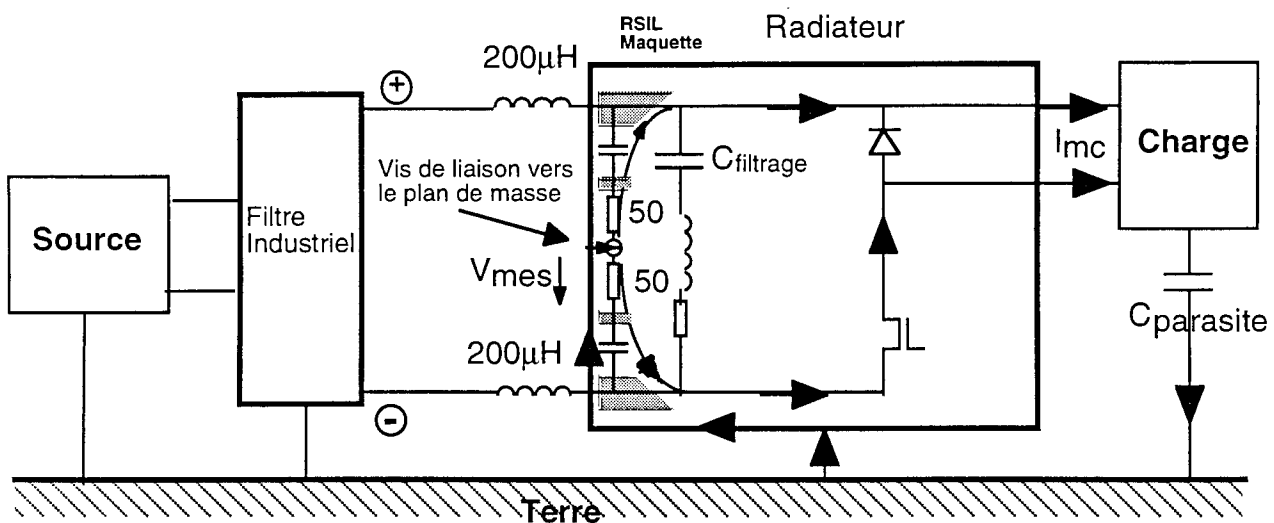


Fig. 3.45 Mesure entachée d'erreur

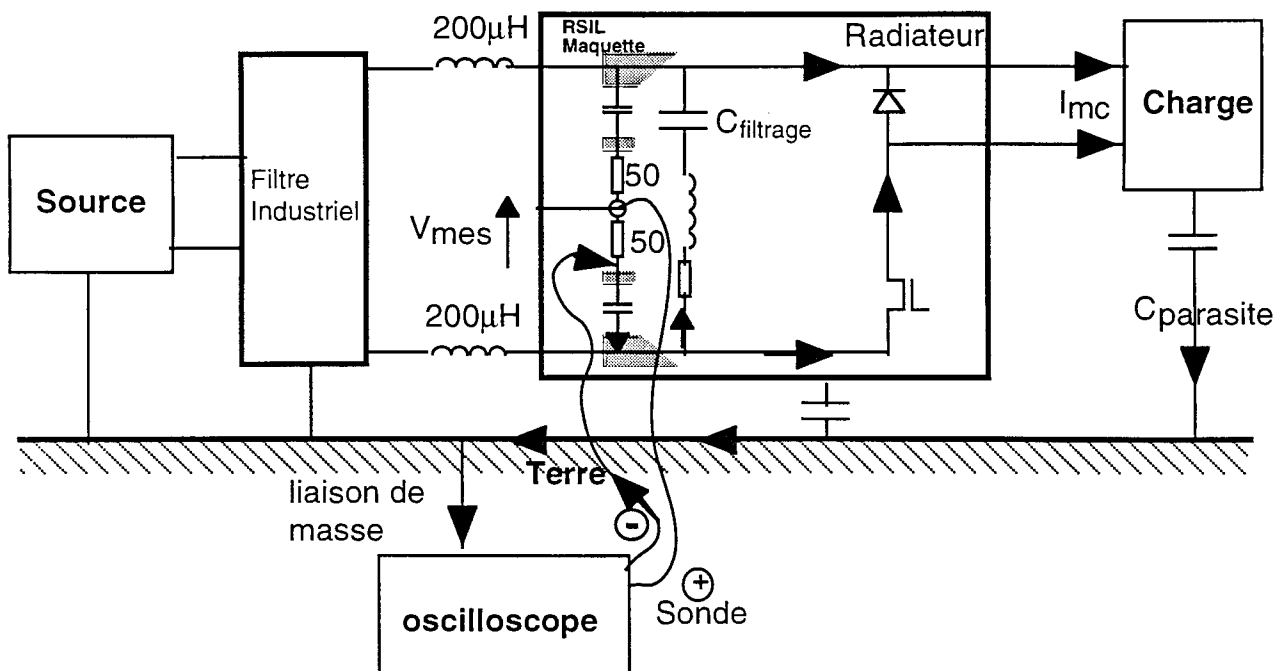


Fig. 3.46 Meilleure condition de mesure

La mesure de tension au moyen d'un sonde de tension est plus souple qu'avec un câble coaxial. En effet, l'inversion de la mesure avec un connecteur BNC nécessite une transformation de la maquette, difficile à effectuer sur SMI (le connecteur a été soudé avec la masse entre les 2 résistances de 50 Ω).

3.6.2 Simulation sur Circuit Imprimé sans Capacité de Découplage

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les formes d'ondes relatives aux perturbations conduites. Afin de mieux comprendre les mécanismes par l'intermédiaire desquels ces perturbations sont créées, on donnera également les formes d'ondes de puissance (I_{drain} , V_{DS}) qui sont impliquées dans leur génération. Les perturbations conduites peuvent être classées en deux types : les perturbations de Mode Commun et les perturbations de Mode Différentiel. On rappelle brièvement les sources de ces perturbations et leurs chemins de propagation.

Les perturbations de Mode Différentiel sont des perturbations qui sont produites par les demandes de courant périodiques, dues au découpage. A cause des inductances de câblage et de l'inductance et de la résistance série du condensateur électrochimique, la tension à l'entrée du convertisseur varie, et engendre un courant de mode différentiel à travers les deux capacités du RSIL. Ce courant génère une tension aux bornes des résistances du RSIL, dite perturbation de Mode Différentiel. L'allure de cette perturbation est également affectée par la forme du courant demandé par la charge. Sachant que le courant de recouvrement de la diode s'ajoute directement au courant de la charge, il devient évident que le recouvrement de la diode joue un rôle important dans le niveau des perturbations de Mode Différentiel.

Les perturbations de Mode Commun sont des perturbations qui trouvent leur origine dans les variations de tension produites sur tout le câblage du hacheur. Elles sont engendrées par l'effet qu'ont ces variations de tension aux bornes des capacités parasites entre les différents éléments (pistes, semiconducteurs) du hacheur et le radiateur.

On considère souvent les perturbations de MC et de MD comme complètement indépendantes, c'est-à-dire que l'on considère que les causes des perturbations différentielles n'ont pas d'influence sur les perturbations de mode commun et vice-versa. En réalité, chacun de ces deux types de perturbations est engendré par une combinaison de sources de perturbations de MD et MC. C'est par exemple le cas des perturbations de MC du hacheur ; leur cause principale sont les variations de tensions aux différents endroits, mais ces variations sont elles-mêmes influencées par l'allure du courant absorbé par le convertisseur. La simulation fine permet d'étudier les perturbations de Mode Commun et de Mode Différentiel sans séparation artificielle de ces deux mécanismes.

Dans la figure 3.47 on voit le circuit imprimé du hacheur avec ses capacités parasites et son RSIL. Cette figure se trouve également dans l'annexe A, car elle constitue le schéma complet du câblage.

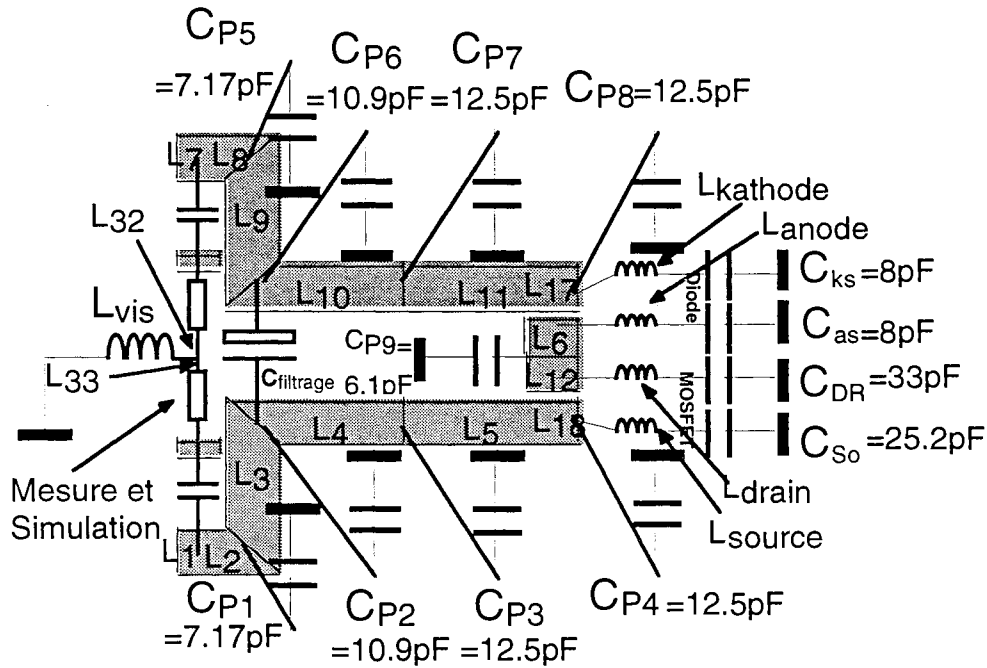


Fig. 3.47 Hacheur série avec ses capacités parasites

a) Ouverture du MOS

On commence d'abord par étudier l'ouverture du MOSFET. Dans les figures 3.48 et 3.49 on voit les deux formes d'ondes de puissance ainsi que la tension présente aux bornes de la résistance de 50 Ω qui se trouve en "bas" du RSIL (fig. 3.47).

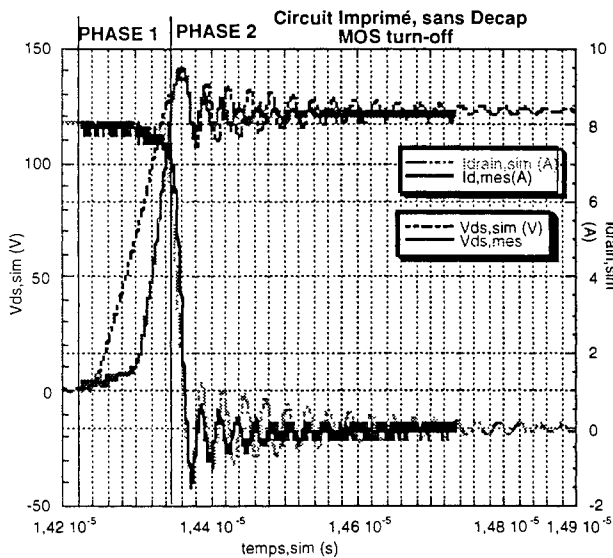


Fig. 3.48 : V_{DS} et I_{drain} à l'ouverture

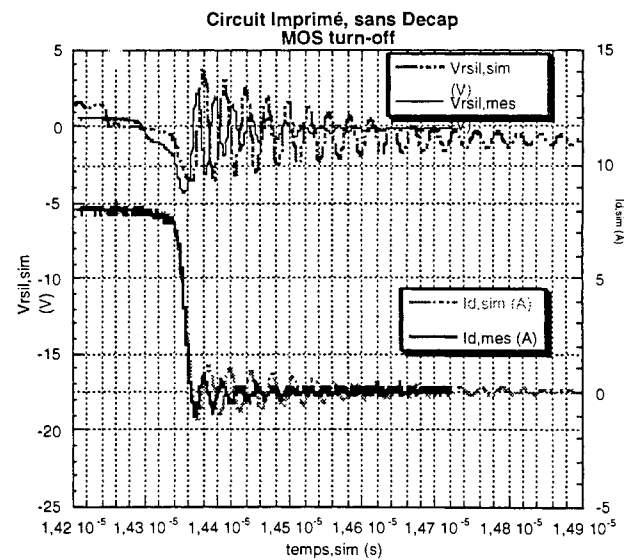


Fig. 3.49 : V_{RSIL} et I_{drain} à l'ouverture

Nous distinguons deux phases dans la commutation:

- la commutation en tension (phase 1)
- la commutation en courant (phase 2)

Ces deux phases sont matérialisées Fig. 3.48.

Durant la phase 1, la tension Drain-Source (V_{DS}) varie de 0 V à 120 V, et génère des perturbations de Mode Commun. En simulation V_{DS} commence à croître plus tôt qu'en mesure, mais la pente de sa variation est plus faible. Ceci explique qu'en simulation, la tension aux bornes de la résistance du RSIL (V_{RSIL}) se produit plus tôt qu'en mesure, et qu'elle est de plus faible amplitude. Ceci est bien évidemment dû au modèle du MOS employé.

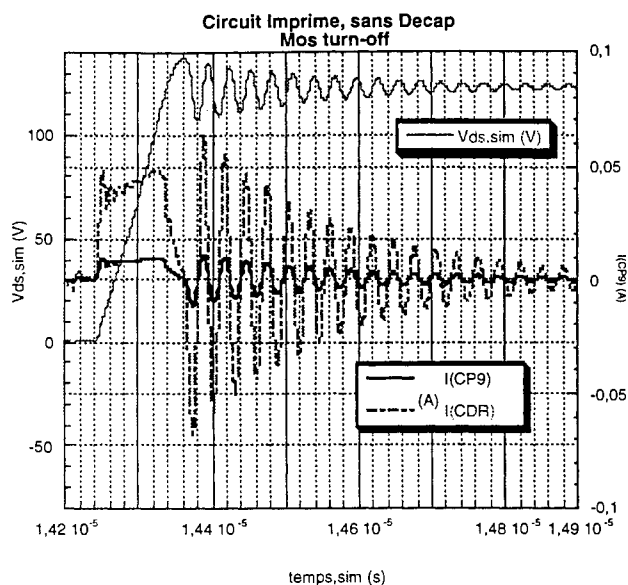
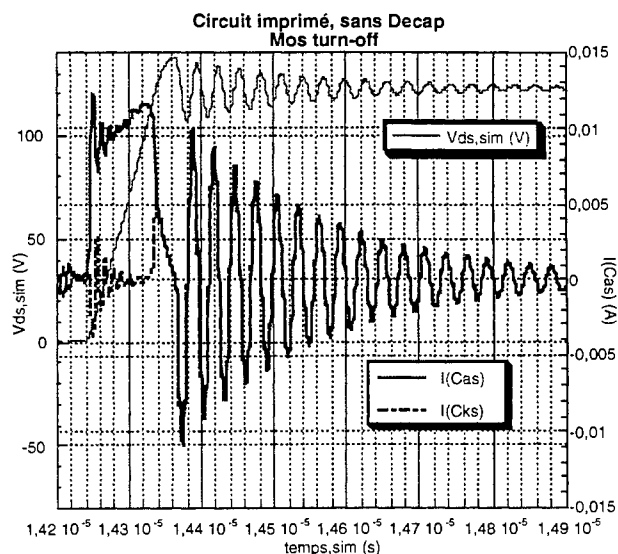
Pendant la phase 2 : Lorsque le courant drain, I_{drain} commence à décroître, les perturbations de Mode Différentiel s'ajoutent à celles du Mode Commun. Dans la figure 3.49, on voit que cela se manifeste par un changement de pente soudain de la tension V_{rsil} . Pendant que le courant drain décroît, il y a une forte interaction entre les perturbations de Mode Commun et celles du Mode Différentiel. Dans la mesure où le modèle est moins amorti que la mesure, il est logique que les oscillations sur le RSIL le soient également moins.

Les capacités parasites entre pistes/semiconducteurs et le plan de masse ont été modélisées par un modèle à paramètres localisés. La valeur et l'emplacement de ces capacités peuvent jouer un rôle important dans l'amortissement de la surtension de V_{DS} , car les courants qu'elles transitent sont dissipés dans les résistances de $50\ \Omega$ du RSIL. D'ailleurs, les simulations effectuées sans capacités parasites et sans RSIL (§ 3.4) montrent un amortissement plus faible qu'avec RSIL et capacités parasites. Une modélisation capacitive plus rigoureuse pourrait rapprocher les amortissements entre mesure et simulation. Ce point sera repris au chapitre 4.

La fréquence de ces oscillations est de 35 MHz pour la simulation et 40 MHz pour la mesure. Cette différence vient de la valeur erronée des capacités du MOSFET (voir §3.4). Néanmoins, la correspondance entre les mesures et les simulations est assez bonne.

Comme déjà mentionné au début du paragraphe, l'exploitation des résultats des simulations fines va nous permettre d'établir deux modèles distincts pour les perturbations de Mode Commun.

- Durant la phase 1, certains condensateurs sont soumis à de forts dV/dt , et d'autres non. On retrouve l'approximation classique du point milieu, les condensateurs à la jonction entre MOSFET et DIODE subissant les plus fortes variations de potentiel [tSche, Nav]. Il s'agit des capacités des semelles du drain du MOS, C_{DR} , de l'anode de la diode, C_{as} et la capacité de la piste centrale, C_{p9} . Les figures 3.50 et 3.51 montrent les courants dans les divers condensateurs impliqués. On note que la capacité de semelle de la cathode de la diode C_{ks} ne participe effectivement pas au mode commun dans cette phase 1.

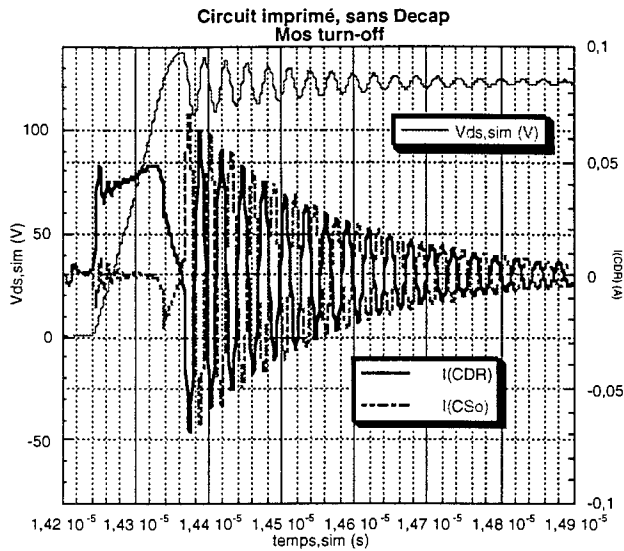
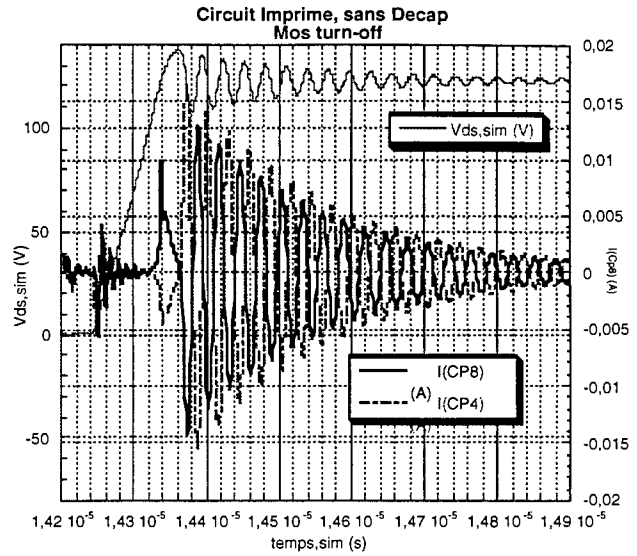

 Fig. 3.50 : $I(C_{DR})$ et $I(C_{P9})$ à l'ouverture

 Fig. 3.51 : $I(C_{as})$ et $I(C_{ks})$ à l'ouverture

• Durant la phase 2, une oscillation autour de 120V est générée par la commutation en courant. Les effets de cette oscillation ne se répercutent plus uniquement sur les capacités du point milieu, mais sur **toutes** celles de la maquette. On peut considérer dans cette phase que le circuit de puissance est parcouru par un courant oscillatoire, qui engendre des variations de potentiel sur les capacités parasites, à cause des inductances des pistes [tCost].

Un phénomène intéressant est que ce courant circule dans des sens opposés sur la piste positive et sur la piste négative. De ce fait, les oscillations sur les capacités correspondantes sont en opposition de phase. Dans le cas de notre maquette, la symétrie du bus d'alimentation est telle qu'il y a quasi-compensation entre les courants de chacune de ces capacités prises deux à deux: les courants dans chaque paire de capacités identiques (pistes face à face) s'annulent alors mutuellement ($I(C_{p8}, C_{p4})$, $I(C_{p7}, C_{p3})$, $I(C_{p6}, C_{p2})$ et $I(C_{p5}, C_{p1})$). L'amplitude des oscillations dans (C_{p7}, C_{p3}) est un peu plus faible que dans la paire (C_{p8}, C_{p4}), car elle se trouve déjà un peu plus éloignée de la source des perturbations. La figure 3.53 montre un exemple de compensation sur les condensateurs C_{p8} et C_{p4} .

Concernant les capacités de semelle de la diode, celle-ci étant passante dans cette phase, les capacités C_{as} et C_{ks} sont soumises au même dV/dt . De ce fait, les courants dans ces éléments sont en phase (courants confondus sur la Fig. 3.51).

La figure 3.52 montre en revanche que les courants dans C_{DR} et C_{So} sont en opposition de phase. La différence d'amplitude entre ces courants provient des différences de valeurs de ces capacités ($C_{DR} = 33 \text{ pF}$ et $C_{So} = 25.2 \text{ pF}$)

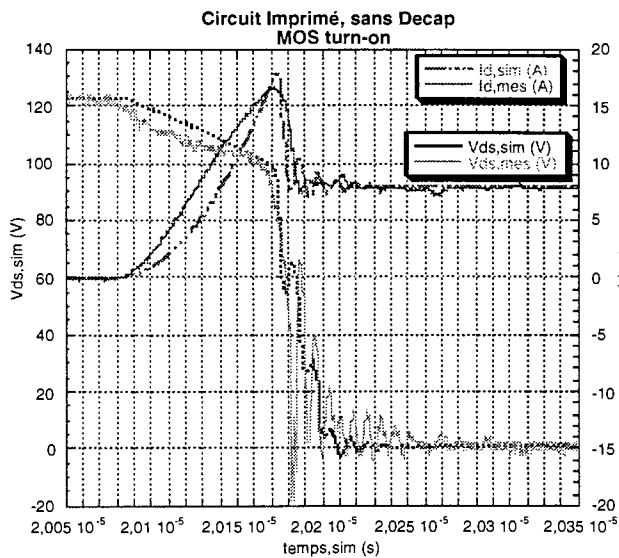
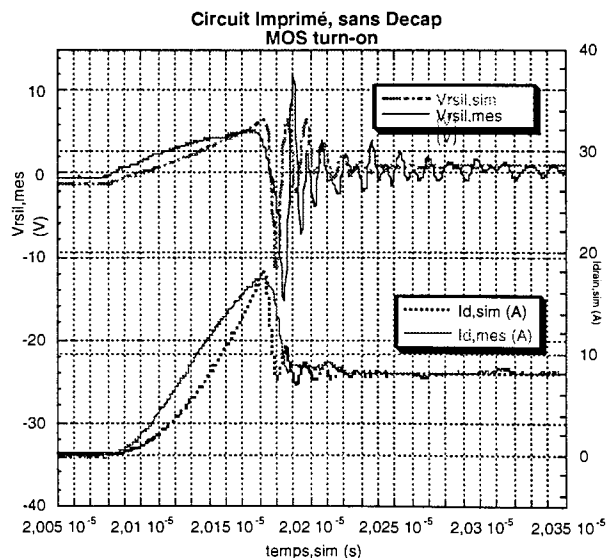

 Fig. 3.52: $I(C_{DR})$ et $I(C_{S0})$ à l'ouverture

 Fig. 3.53 : $I(C_{p8})$ et $I(C_{p4})$ à l'ouverture.

En conclusion, pour modéliser le courant de Mode Commun après l'ouverture du MOS (phase 2), il suffit donc de prendre en compte les parties du convertisseur qui sont **géométriquement asymétriques**. En l'occurrence, il s'agit donc de C_{DR} , C_{S0} , C_{as} , C_{p9} , et C_{ks} . Pour réduire le courant de Mode Commun, il peut donc être utile de construire des convertisseurs à géométrie symétrique.

Au chapitre 4, on utilisera cette information pour affiner le modèle du Mode Commun. Au modèle du point milieu classique (ouverture et fermeture) va se superposer un modèle qui est uniquement valable pendant la phase 2, et qui comprend donc les capacités C_{DR} , C_{S0} , C_{as} , C_{p9} , et C_{ks} .

b) Fermeture du MOS

Dans les figure 3.54 et 3.55, on voit les formes d'ondes de puissance et V_{RSIL} à la fermeture de MOS.


 Fig. 3.54 : V_{DS} et I_{drain} à la fermeture

 Fig. 3.55 : V_{RSIL} et I_{drain} à la fermeture

On constate à nouveau une bonne correspondance entre les formes d'ondes mesurées et simulées.

Pendant que le courant de drain I_d augmente, une tension de Mode Différentiel est créée à cause de la chute de tension provoquée aux bornes de la capacité de filtrage. L'amplitude maximale de cette tension (≈ 6 V) est influencée par le courant de recouvrement de la diode, car ce courant s'ajoute directement au courant drain. Pendant cette phase, la tension V_{DS} varie entre 120 V et 100V (provoquée par le dI/dt du courant drain), mais représente un dV/dt faible. Le courant de Mode Commun correspondant est négligeable devant celui du Mode Différentiel.

Après le recouvrement de la diode, V_{DS} et I_{drain} varient simultanément, et créent des perturbations de Mode Différentiel et de Mode Commun du même ordre de grandeur.

Après la commutation du courant, les principales perturbations sont celles de Mode Commun, car le courant drain s'est stabilisé à 8A, alors que la tension V_{DS} oscille encore beaucoup.

Puisque l'amplitude des oscillations de V_{DS} est plus grande en mesure, la tension de Mode Commun engendrée sur le RSIL est également plus grande. La fréquence de ces oscillations ($f = 100$ MHz) correspond bien, car seules l'inductance de maille et la capacité de jonction de la diode sous forte tension ($C_d = 22$ pF) sont en jeu.

Regardons maintenant comment se comportent les courants dans les différentes capacités parasites des pistes et des semelles des semiconducteurs. Dans les figures 3.56, on voit les courants dans les capacités de la semelle du drain (C_{DR}), et de la piste centrale (C_{P9}), et dans la figure et 3.57, ceux des semelles drain (C_{DR}) et source (C_{S0}) du MOS.

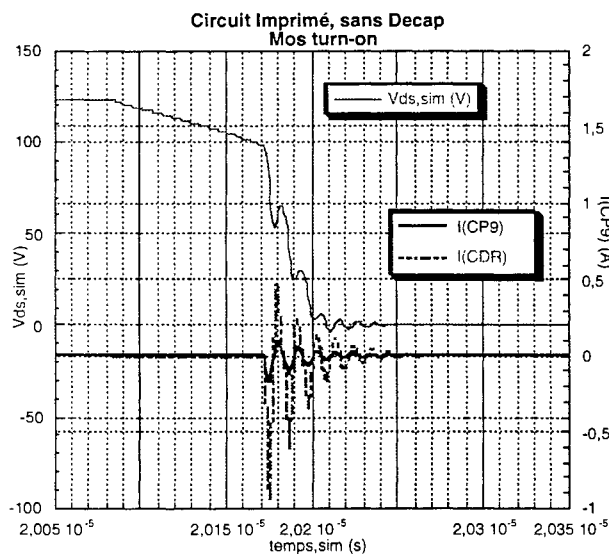


Fig. 3.56 : $I(C_{DR})$ et $I(C_{P9})$ à la fermeture

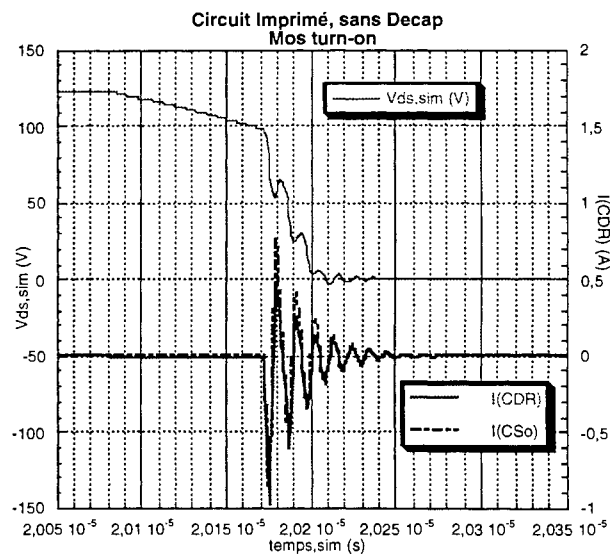


Fig. 3.57: $I(C_{DR})$ et $I(C_{S0})$ à la fermeture

Contrairement au cas de l'ouverture du MOS, les courants $I(C_{DR})$ et $I(C_{S0})$ sont en phase (MOS passant), mais les amplitudes ne sont pas tout-à-fait égales à cause des valeurs différents des capacités. Pendant que les oscillations de 100 MHz sont créées dans les capacités C_{DR} et C_{S0} , la tension V_{DS} décroît brutalement. Les deux phénomènes (variation brusques de V_{DS} et phase d'oscillation) ne sont pas consécutifs, mais interviennent au même temps. De ce fait, une valeur supplémentaire s'ajoute au courant de C_{DR} , qui subit le dV/dt , mais pas à celui de C_{S0} , qui ne la subit pas. Par conséquent, nous

ne retrouvons à aucun moment la compensation entre C_{DR} et C_{SO} , comme dans la deuxième phase de l'ouverture.

Dans les figures 3.58 et 3.59 on voit consécutivement les courants des semelles de la diode $I(C_{as})$ et $I(C_{ks})$, et ceux de deux pistes d'alimentation symétriques $I(C_{p8})$ et $I(C_4)$.

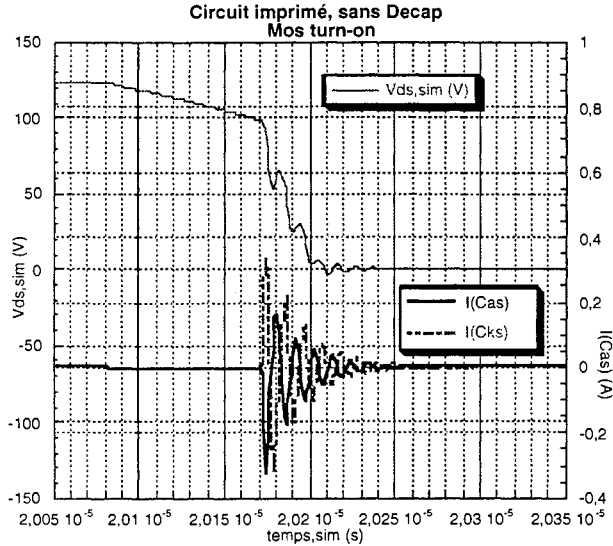


Fig. 3.58 : $I(C_{as})$ et $I(C_{ks})$ à la fermeture

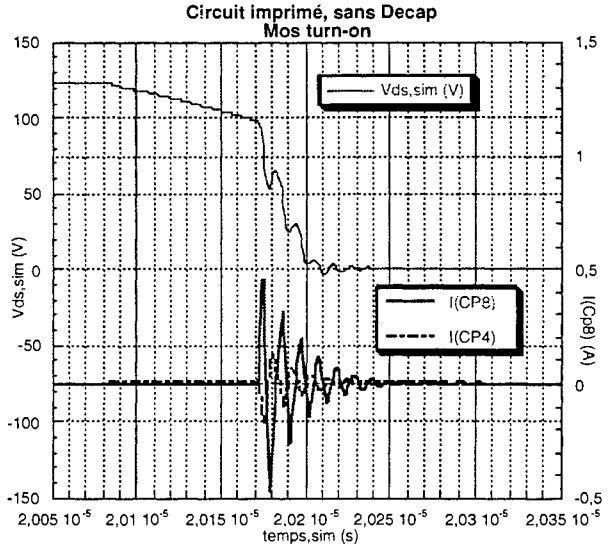


Fig. 3.59: $I(C_{p8})$ et $I(C_{p4})$ à la fermeture

Les courants $I(C_{as})$ et $I(C_{ks})$ sont en opposition de phase cette fois ci, et ne sont pas du tout d'amplitudes égales. De plus, la valeur moyenne de $I(C_{as})$ est non-nulle, car C_{as} fait partie des capacités du point milieu, et la valeur supplémentaire due au dV/dt s'ajoute à son courant.

Les courants des pistes supérieures et inférieures sont également en opposition de phase, mais ne se compensent plus, comme c'était le cas à l'ouverture du MOS. Il en est de même avec les courants des autres paires de capacités de valeurs égales $I(C_{p7}, C_{p3})$, $I(C_{p6}, C_{p2})$ et $I(C_{p5}, C_{p1})$.

En conclusion, on voit donc qu'à la fermeture du MOSFET, on ne peut pas négliger les courants des capacités de pistes, et que les simplifications évoquées pour l'ouverture ne s'appliquent plus.

Nous avons préféré de ne retenir que le modèle du point milieu classique à la fermeture du MOS. Ceci consiste donc à uniquement prendre en compte les capacités C_{DR} , C_{as} et C_{p9} .

Ceci ne sera pas une limitation importante, dans la mesure où nous bornerons notre étude au chapitre 4 à la bande 10 kHz - 50 MHz, et que ces oscillations sont à 100 MHz.

De plus, l'imprécision du modèle du MOS à la fermeture est grande devant la période des oscillations de 100 MHz, et un modèle complexe pour prendre en compte un couplage mode différentiel-mode commun d'une manière imprécise ne se justifie pas vraiment.

Par ailleurs, à cette fréquence certains phénomènes de rayonnement peuvent se manifester qui ne peuvent être pris en compte par cette modélisation.

L'exploitation des simulations fines nous a quand-même permis de constater qu'à la fermeture du MOS, les courants des capacités de ses semelles (C_{DR} et C_{SO}) sont en phase, puisqu'il est conducteur, alors qu'à l'ouverture du MOSFET, c'est au sein de la diode que cela se produit.

c) Comparaison des Spectres

Il est également intéressant de comparer les spectres des perturbations conduites obtenus par la simulation et par la mesure. Pour ce faire, on a essayé d'obtenir les spectres mesurés dans les mêmes conditions que la simulation.

On a préféré utiliser un oscilloscope DSA602 de chez TEKTRONIX plutôt qu'un analyseur de spectre pour deux raisons.

Premièrement, le spectre de la simulation étant obtenu par l'application d'une transformation de Fourier rapide (FFT) sur la forme d'onde temporelle de V_{RSIL} , on a voulu se rapprocher le mieux possible de cette situation, en effectuant des mesures temporelles plutôt que fréquentielles. Les spectres ont été obtenus en effectuant une FFT sur deux périodes de la tension V_{RSIL} , mesurée avec une sonde de tension à haute impédance ($Z = 10\text{ M}\Omega$, bande passante = 300 MHz).

Les Figures 3.60 et 3.61 montrent la comparaison entre simulation et la FFT effectuée sur la mesure temporelle acquise sur l'oscilloscope DSA et grâce à Matlab (le pas d'échantillonnage temporel est de 1 ns sur 2 périodes).

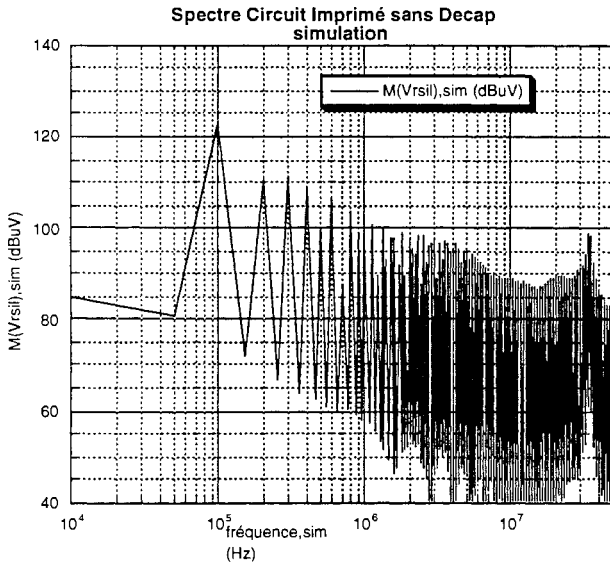


Fig. 3.60 Spectre obtenu en simulation

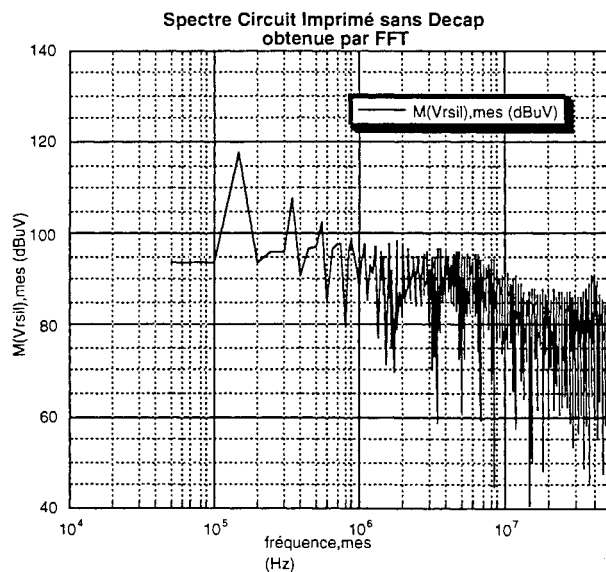


Fig. 3.61 Spectre obtenu en mesure avec FFT.

Globalement on constate une bonne corrélation entre les deux spectres. Néanmoins, en basse fréquence, les raies du spectre simulé recèlent une imprécision émanante à une mauvaise évaluation du rapport cyclique, et de la fréquence de découpage. Au delà de 10 MHz, la fenêtre d'apodisation rectangulaire modifie la forme du spectre. On aurait pu utiliser une autre fenêtre (Blackman-Harris,

Hanning ou autre), mais on ne l'a pas fait, pour rester le plus compatible possible avec la simulation de PSPICE.

Malgré les limitations évoquées dans l'introduction sur l'emploi de l'analyseur de spectre, on donne ici la comparaison des signaux entre simulation et mesure spectrale effectuée avec un analyseur de spectre (HP8650), car en haute fréquence (au dessus de quelques MHz), le spectre n'est pas entaché de l'erreur mentionnée. Le résultat est montré sur la figures 3.63, et comparé avec la simulation (fig. 3.62)

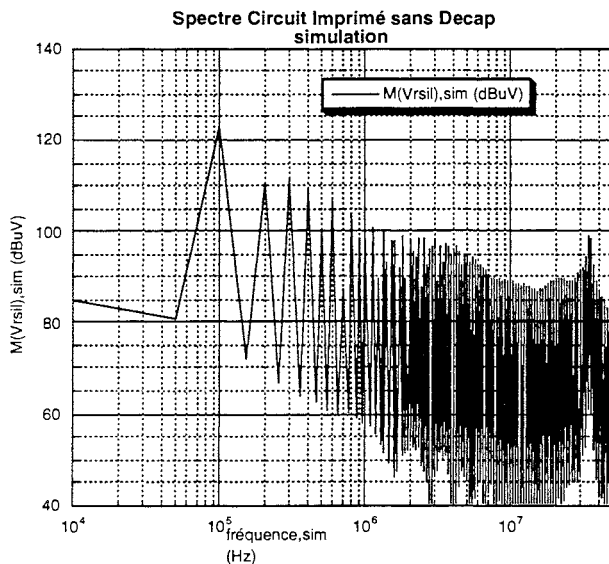


Fig. 3.62 Spectre obtenu en simulation

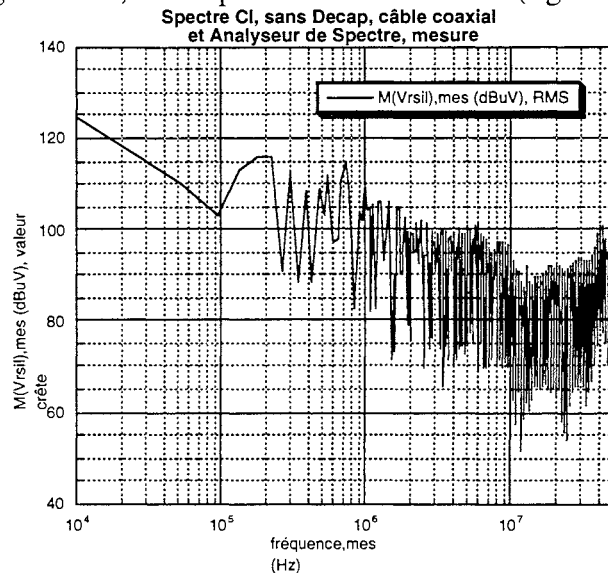


Fig. 3.63 Spectre obtenu en mesure avec AS

On voit effectivement que la correspondance entre mesures et simulation est bonne en haute fréquence. Le maximum à 40 MHz correspond à l'oscillation du MOS à l'ouverture. Les amplitudes sont presque égales (100 dBuV), et les fréquences sont respectivement 35 MHz en simulation et 40 MHz en mesure.

Les écarts en basse fréquence sont en partie dus au nombre limité de points restitués par l'analyseur de spectre (1200 dans notre cas). Les fréquences d'évaluation du spectre (échantillonnage) ne coïncident pas avec des multiples de la fréquence de découpage (100 kHz), où les raies du spectre se produisent. D'autre part, les perturbations de Mode Commun non-modélisées faussent cette mesure (parasites aux alentours du MHz).

3.6.3 Simulation sur Circuit Imprimé avec Capacité de Découplage

a) Ouverture du MOS

On rappelle qu'une capacité de découplage de 1 μF est introduite au milieu du bus de puissance. Dans la figure 3.64, et 3.65 on voit les formes d'ondes de puissance et la tension V_{rsil} à l'ouverture du MOS du hacheur sur circuit imprimé, en présence d'une capacité de découplage.

Grâce à la capacité de découplage, l'inductance de maille est fortement réduite, d'une part parce que les inductances série du condensateur de filtrage n'interviennent pas (12 nH du condensateur lui-même

plus les 10 nH des deux fils de connexion), et d'autre part parce que la partie du circuit imprimé reliant ce condensateur au convertisseur est également absente. La taille de la maille de puissance est à un peu près de la moitié de celle du cas sans capacité de découplage.

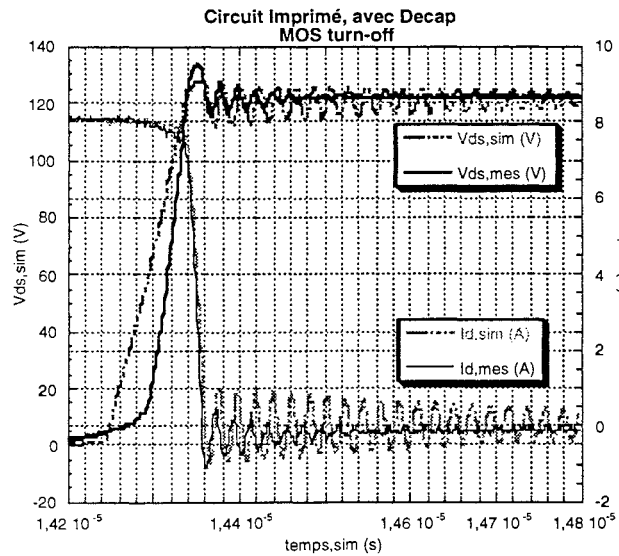


Fig. 3.64 : V_{DS} et I_{drain} à l'ouverture

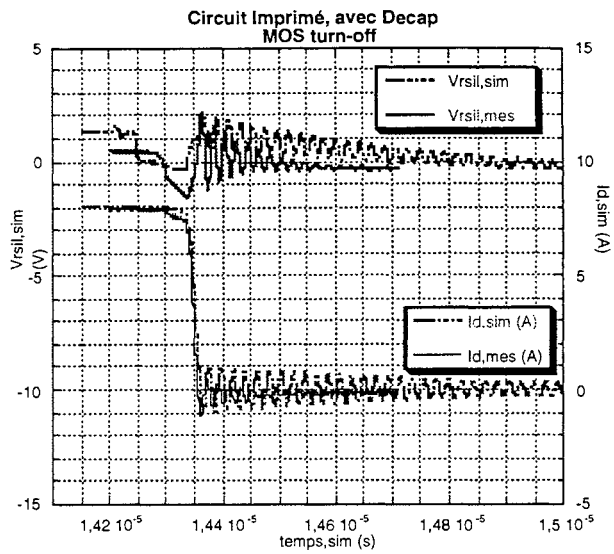


Fig. 3.65 : V_{RSIL} et I_{drain} à l'ouverture

Le temps de croissance de V_{DS} n'a quasiment pas changé, malgré la présence de la capacité de découplage. Le dI/dt est également resté la même, et vaut 400 A/ μ s environ. Ce n'est donc pas l'inductance de maille qui limite la vitesse de commutation dans ce cas précis.

Par contre, la surtension est environ 10 V plus basse que dans le cas sans capacité de découplage. La tension du RSIL est plus faible dans la phase oscillatoire (phase 2) que dans le cas précédent.

Ceci s'explique par la présence de la capacité de découplage à faible inductance série. Celle-ci se comporte en effet comme un court-circuit dynamique vis-à-vis des oscillations H.F. engendrées à l'ouverture du MOS.

Ces oscillations en courant ne vont donc plus se propager à travers tout le convertisseur, mais se cantonner aux pistes comprises entre les composants de puissance et le condensateur de découplage. De ce fait, les capacités parasites entre pistes et radiateur C_{p5} , C_{p6} , C_{p7} , C_{p1} , C_{p2} , et C_{p3} ne sont plus soumises aux fortes variations de potentiel engendrées par le passage du courant H.F. dans les inductances des pistes. Le courant de Mode Commun est donc moindre.

Signalons enfin que la fréquence des oscillations a augmenté de 35 MHz jusqu'à 48 MHz environ. Ceci est dû à la réduction de l'inductance de maille. On voit également que les oscillations sont beaucoup moins amorties que dans le cas sans capacité de découplage, à cause de l'absence de la résistance série de la capacité électrochimique. Ces observations sont validées par l'étude des formes d'ondes simulées (Annexe B).

b) Fermeture du MOS

Dans la figure 3.66, et 3.67 on voit les formes d'ondes de puissance et la tension V_{rsil} à la fermeture du MOS, toujours en présence d'une capacité de découplage.

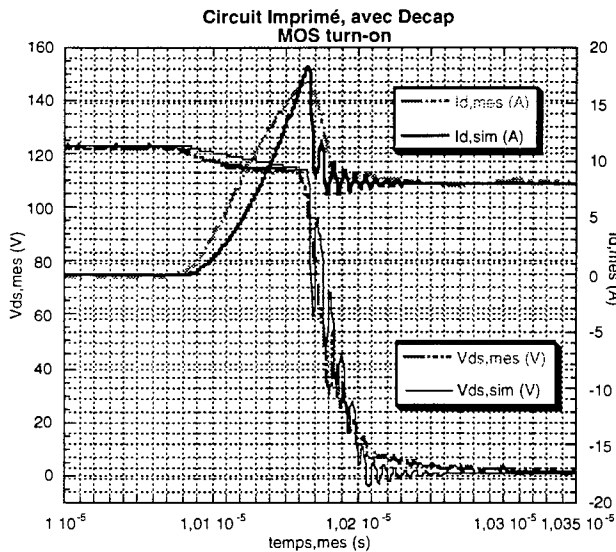


Fig. 3.66 : V_{DS} et I_{drain} à la fermeture

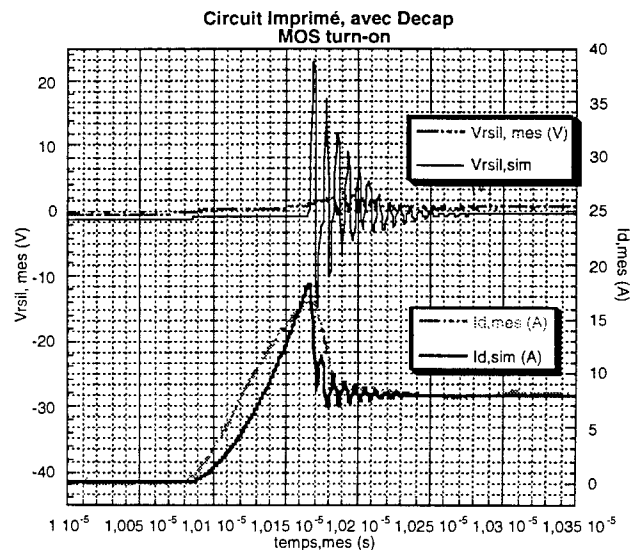


Fig. 3.67 : V_{RSIL} et I_{drain} à la fermeture

On voit qu'à la fermeture du MOS, d'importants écarts existent entre la tension du RSIL mesurée et simulée. Sur la figure 3.66, on voit que la tension V_{ds} simulée est beaucoup plus oscillatoire que V_{ds} mesurée, et de ce fait d'importants courants de Mode Commun sont créés, qui n'existent pas en réalité. Le problème vient surtout des modèles de semiconducteurs ; le modèle de la diode est le même que dans le cas précédent (sans capacité de découplage), et ce modèle n'est pas adapté pour pouvoir tenir compte des variations des paramètres de la cellule de commutation.

c) Comparaison des Spectres

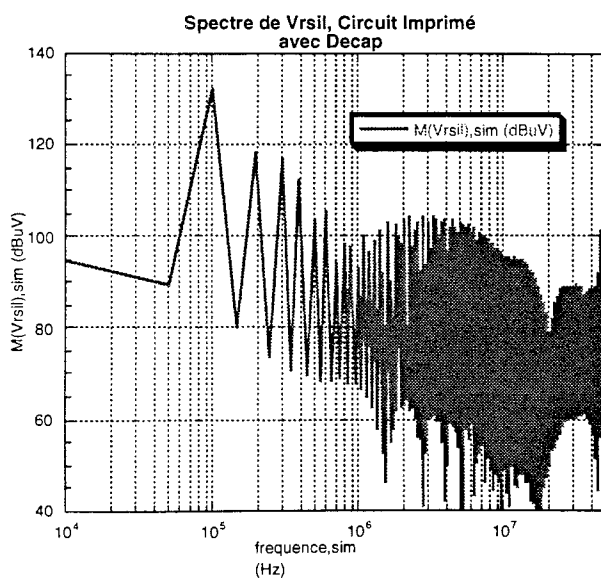


Fig. 3.68 Spectre obtenu en simulation

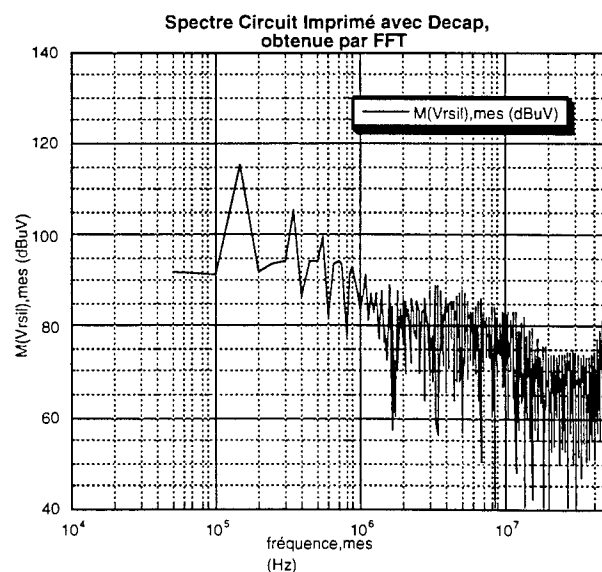


Fig. 3.69 Spectre obtenu en mesure avec FFT.

De ce fait, le spectre simulé (fig 3.68) est plus élevé que le spectre mesuré (fig. 3.69). Cependant les fréquences d'oscillation de la tension V_{ds} à l'ouverture (≈ 50 MHz en mesure, 46,4 MHz en simulation) correspondent assez bien. Lorsque une capacité de découplage est présente, la modélisation des capacités parasites devient cruciale. Non seulement leurs valeurs doivent être correctes, mais surtout leur emplacement dans le schéma électrique équivalent, parce que des phénomènes de compensation se produisent. Notre capacité de découplage étant placé au milieu de la piste du bus continu, les erreurs de positionnement des capacités parasites (erreur d'un demi-maille) ont des conséquences relativement importantes. Ceci sera pire encore dans le cas du SMI.

La capacité de découplage a non seulement une influence bénéfique sur le niveau des perturbations de Mode Différentiel, mais également sur le niveau des perturbations de Mode Commun. Ceci s'explique par le fait qu'elle diminue le nombre de conducteurs qui subissent des variations hautes fréquences. Par exemple, dans le cas du hacheur série, les pistes en aval de la capacité de découplage subissent des variations beaucoup plus faibles que celles en amont (annexe B). Le niveau des perturbations de mode commun est plus faible dans ce cas parce qu'il est déterminé par l'amplitude de ces variations et la valeur de la capacité parasite entre les pistes et le plan de masse.

3.6.4 Simulation sur Substrat Métallique Isolé sans Capacité de Découplage

a) Ouverture du MOS

On a également comparé les formes d'ondes du hacheur réalisé en Substrat Métallique Isolé. Pour cela, il a été nécessaire de réidentifier les paramètres du modèle de la diode (chap. 1).

Dans les figures 3.70 et 3.71, on voit les formes d'ondes à l'ouverture.

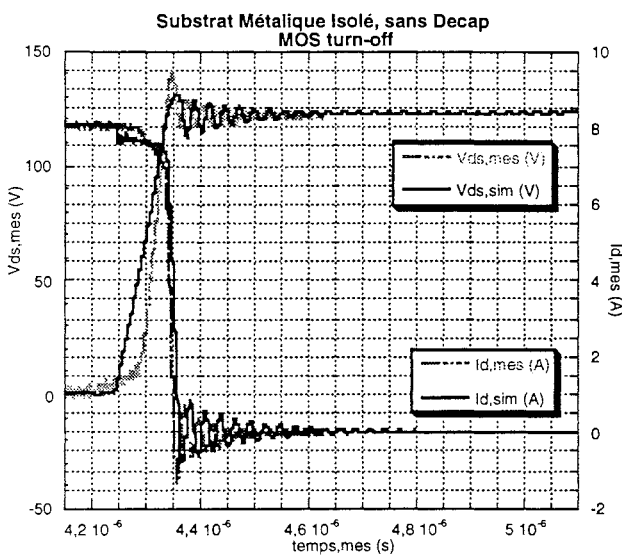


Fig. 3.70 : V_{DS} et I_{drain} à l'ouverture

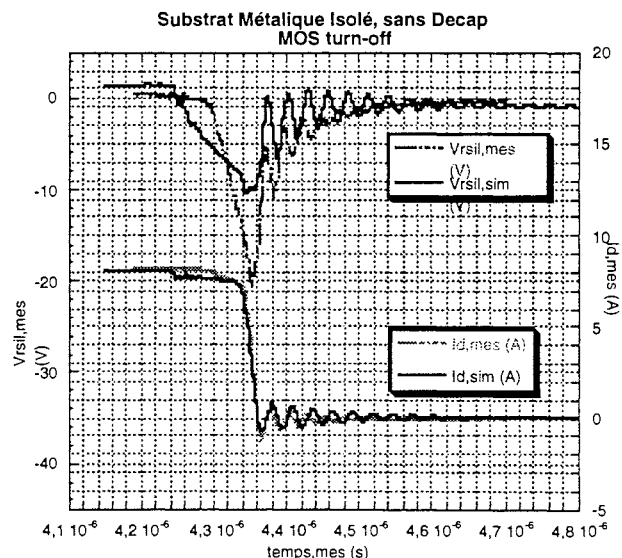


Fig. 3.71 : V_{RSIL} et I_{drain} à l'ouverture

On voit que les formes d'ondes de puissance correspondent relativement bien, et que la commutation s'effectue avec environ la même vitesse que dans le cas du Circuit Imprimé ($dV/dt \approx 2.6$ kV/ μ s, et

$dI/dt \approx 400 \text{ A}/\mu\text{s}$), malgré la réduction de l'inductance de maille. La carte de commande n'est pas adaptée à la situation et en fait limite la vitesse de commutation.

Les oscillations de la tension V_{ds} sont beaucoup plus amorties que dans le cas du circuit imprimé. Ceci peut être dû aux plus grandes valeurs des capacités parasites des pistes. Au niveau de l'amplitude de la tension du RSIL, d'importants écarts existent entre simulation et mesures dus à la mauvaise prédiction du dV/dt et aux erreurs de modélisation des capacités parasites (valeurs, emplacement), mais les fréquences d'oscillation correspondent relativement bien.

b) Fermeture du MOS

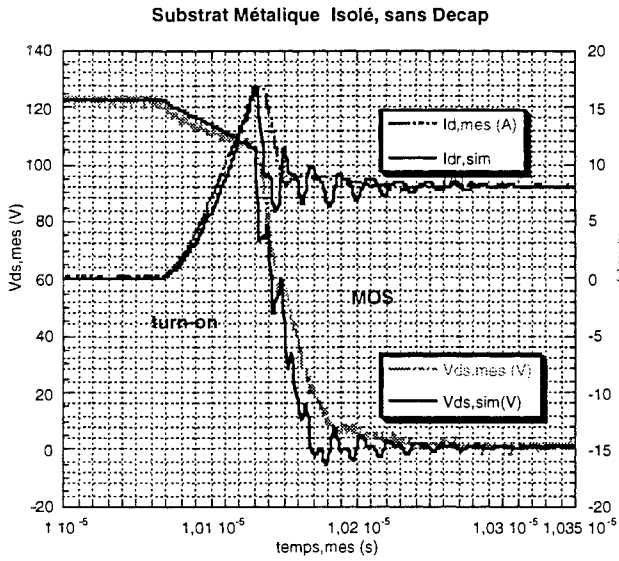


Fig. 3.72 : V_{DS} et I_{drain} à la fermeture

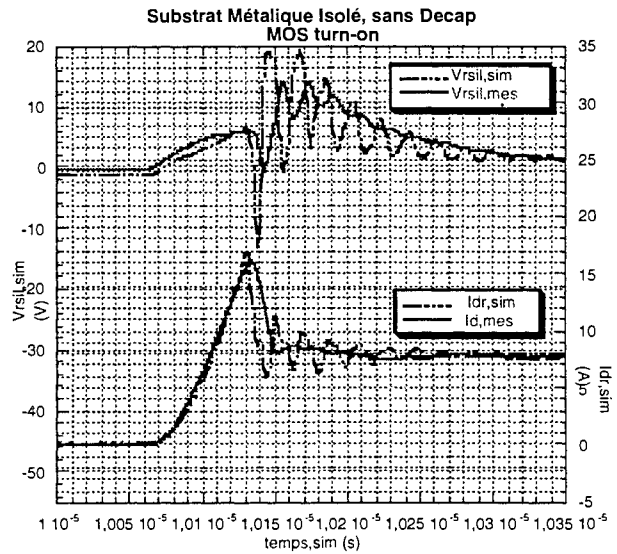


Fig. 3.73 : V_{RSIL} et I_{drain} à la fermeture

Bien que l'on ait effectué une nouvelle identification du modèle de la diode (adaptation à la valeur plus faible de l'inductance du SMI), le courant de drain ne correspond pas très bien à la mesure. Le modèle n'est plus adapté à la rapidité de commutation, rendue possible par l'utilisation du SMI. On voit que la tension du RSIL, bien que d'allure générale correcte, n'est pas non plus très bien en accord avec la mesure.

c) Comparaison des Spectres

Les spectres correspondants sont montrés dans les figures 3.74 et 3.75, et les erreurs de modélisation ne se répercutent pas trop sur les spectres.

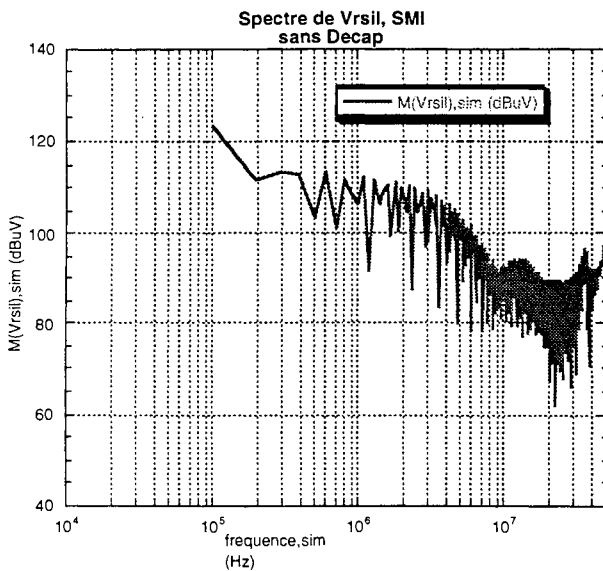


Fig. 3.74 Spectre obtenu en simulation

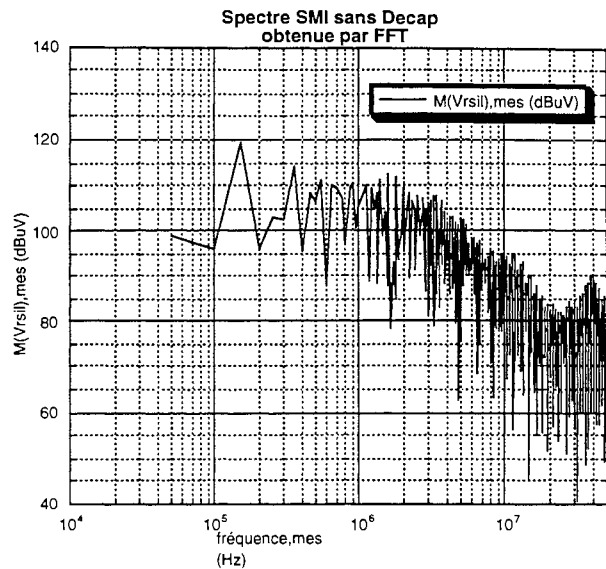


Fig. 3.75 Spectre obtenu en mesure avec FFT.

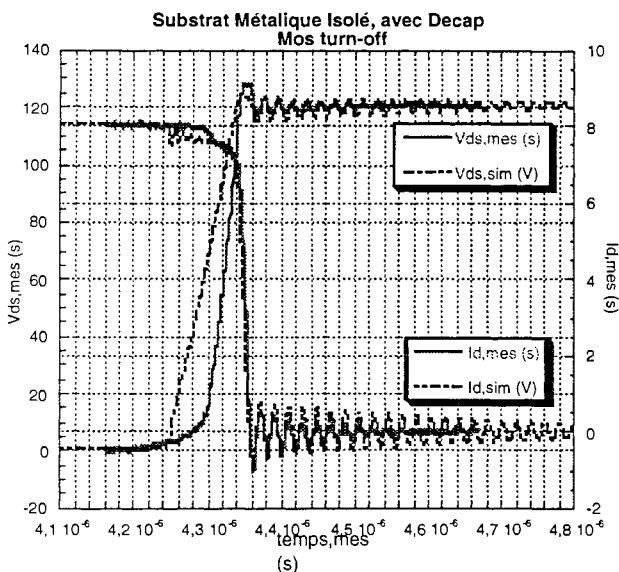
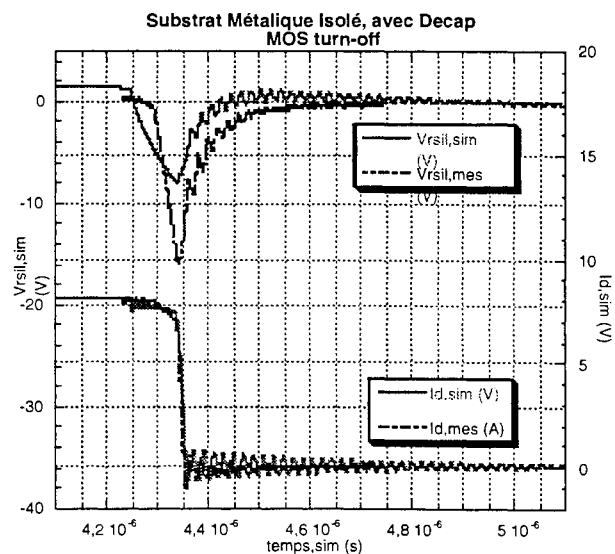
On constate que jusqu'à 7 MHz le niveau des perturbations est plus élevé que dans le cas du Circuit Imprimé, mais qu'au-delà de cette fréquence, celui-ci est plus bas. Ceci vient principalement du fait que sur SMI, les oscillations H.F. sur les formes d'ondes de puissance sont plus faibles que sur Circuit Imprimé.

3.6.5 Simulation sur Substrat Métallique Isolé avec Capacité de Découplage

On a également effectué des simulations du hacheur sur SMI, en présence de la capacité de découplage.

a) Ouverture du MOS

Les formes d'ondes de puissance à l'ouverture sont montrés dans les figures 3.76 et 3.77.


 Fig. 3.76 : V_{DS} et I_{drain} à l'ouverture

 Fig. 3.77 : V_{RSIL} et I_{drain} à l'ouverture

Au niveau de la vitesse de commutation, rien n'a changé par rapport aux cas précédents ($dV/dt \approx 2.6 \text{ kV}/\mu\text{s}$, et $dI/dt \approx 400 \text{ A}/\mu\text{s}$), malgré une inductance de maille très faible ($L_{\text{mail}} \approx 23 \text{ nH}$). La surtension ainsi que la fréquence des oscillations correspondent relativement bien. Par contre, la valeur maximale de la tension du RSIL est plus grande en mesure (15 V) qu'en simulation (8 V). Ceci est en partie dû aux problèmes du modèle capacitif, et en partie dû aux modèles de MOS/Diode, car la tension V_{DS} simulée augmente plus lentement que celle mesurée.

La partie du courant de Mode Commun passant par le RSIL est plus faible, car il y a un recyclage "interne" à la maquette de ces courants.

b) Fermeture du MOS

Les formes d'ondes à la fermeture sont montrées dans les figures 3.78 et 3.79.

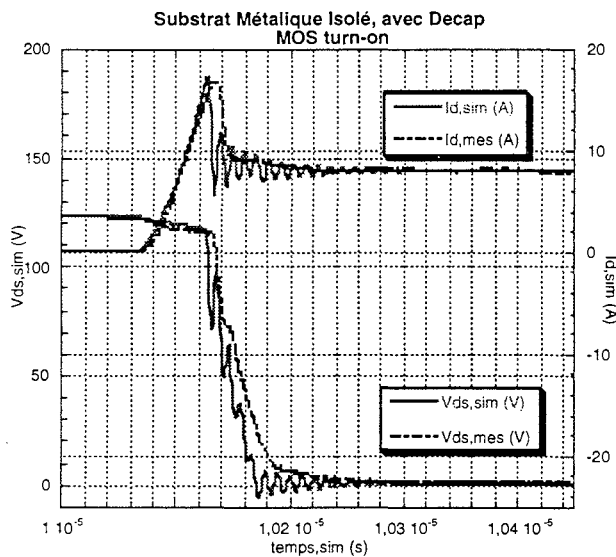


Fig. 3.78 : V_{DS} et I_{drain} à la fermeture

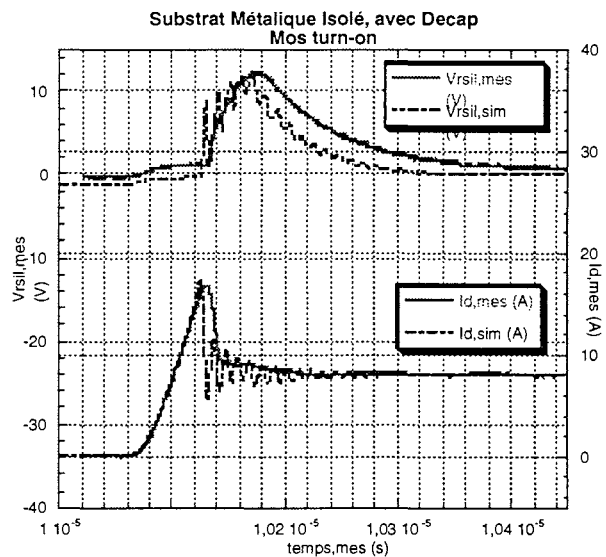


Fig. 3.79 : V_{RSIL} et I_{drain} à la fermeture

Les mêmes problèmes que dans le cas précédent existent ; le modèle de la diode n'est pas adapté à la présence de la capacité de découplage. Il y a beaucoup plus d'oscillations sur le courant I_{d} simulé qu'en mesure. La tension V_{ds} mesurée est elle, beaucoup plus lisse en mesure qu'en simulation, ce qui se ressent sur la tension du RSIL. Néanmoins, l'allure générale des courbes reste assez bonne.

Dans le domaine fréquentiel, cela donne les résultats suivants.

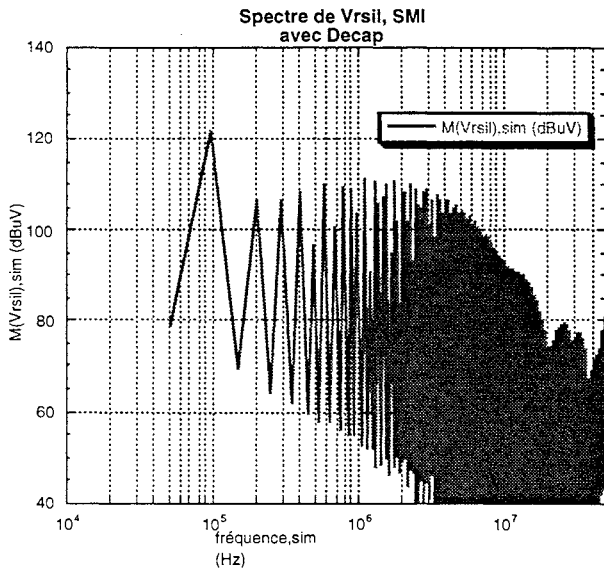
c) Comparaison des Spectres

Fig. 3.80 Spectre obtenu en simulation

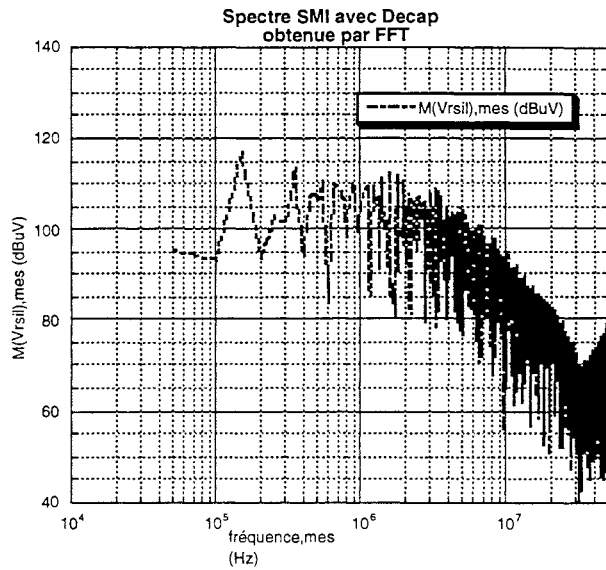


Fig. 3.81 Spectre obtenu en mesure avec FFT.

Même si la correspondance reste relativement bonne, on voit qu'en haute fréquence, il y a des écarts entre simulation et mesure. On attribue ces écarts à l'imprécision du modèle capacitif, mais également au fait que l'utilisation d'une fenêtre rectangulaire entraîne lors de la FFT des erreurs systématiques de bord.

3.6.6 Conclusion générale sur les résultats des simulations fines

Des simulations fines ont été effectuées pour 4 exemples relativement diversifiés. Les formes d'ondes temporelles et fréquentielles sont assez satisfaisantes, tenant compte des problèmes de modélisation rencontrés.

Pour les simulations fines du hacheur sur circuit imprimé, c'est surtout la précision modeste des modèles de semiconducteurs qui limite la précision. C'est en particulier le modèle de la diode qui ne permet pas de représenter l'augmentation de la vitesse de commutation suite à la réduction de la valeur de l'inductance de maille.

Dans le cas du hacheur sur SMI, le problème de la modélisation des capacités parasites s'ajoute au problème des modèles de semiconducteurs (voir § 1.1.4).

Pour résoudre ces problèmes dans de futurs cas, il serait souhaitable de disposer de meilleurs modèles de semiconducteurs (compatible avec PSPICE), et de pouvoir modéliser les capacités parasites selon la méthode PEEC sur InCa.

Signalons tout de même que, comme il l'a été mentionné au début de ce chapitre (§ 3.6.1), la maquette modélisée est extrêmement sensible aux erreurs de modélisation, puisque les inductances de câblage entre RSIL et convertisseur sont très faibles.

Il a été montré que la simulation fine peut représenter une alternative sérieuse au prototype, pour étudier les formes d'ondes en commutation. Cependant, pour ce faire, elle nécessite un modèle fin du câblage, sans rien négliger. Les estimations grossières (par exemple 1 $\mu\text{H}/\text{m}$ pour l'inductance de câblage) ne sont pas possibles.

De ce fait, ces simulations sont longues (jusqu'à 3 jours pour le cas du SMI avec capacité de découplage sur un Pentium à 66 MHz).

La simulation fine doit être réservée à la validation d'une implantation technologique, et ne peut pas servir à un concepteur voulant améliorer sa configuration, et encore moins à la réalisation d'un convertisseur à partir de rien.

C'est pourquoi dans le chapitre suivant, on présentera une autre approche, qui consiste en l'étude des perturbations conduites au moyen de deux modèles simples du mode commun et du mode différentiel. Une méthode d'analyse fréquentielle est décrite, qui permet d'obtenir rapidement les niveaux des perturbations conduites, et qui fait intervenir des paramètres technologiques d'implantation d'un convertisseur. Cette méthode pourra être utilisée en première approche dans une démarche de conception.

Chapitre 4

Modélisation CEM du Hacheur Série

4.1 INTRODUCTION

Dans les chapitres précédents, nous avons montré comment modéliser un hacheur série de façon à pouvoir faire des simulations fines. La simulation fine inclut tous les phénomènes liés aux perturbations conduites, et permet d'identifier les principales sources et chemins de propagation, mais lorsqu'on veut étudier les perturbations conduites dans un but de compréhension et d'amélioration des performances CEM du convertisseur, la simulation fine n'est pas forcément le moyen le plus adapté. D'une part, ces simulations sont très longues (de quelques heures jusqu'à 3 jours sur un PC Pentium 66MHz) et d'autre part, dans l'amalgame des phénomènes interagissants il n'est pas facile de trouver celui qui est responsable d'une mauvaise performance. Ce dernier inconvénient est particulièrement gênant lorsqu'on fait des études spectrales, car, en plus de la multitude de signaux intervenant dans le spectre, la corrélation entre les formes d'ondes temporelles et le spectre des perturbations conduites est difficile à saisir.

On commencera par rappeler les modèles classiques de génération des perturbations des modes commun et différentiel. Il s'agit de modèles simples avec lesquels on peut étudier les perturbations conduites dans le domaine fréquentiel. Ces modèles associent une représentation simple du semiconducteur (source de courant/tension) à un modèle de l'environnement électromagnétique (chemin de propagation avec inductances et capacités équivalentes) [Nav,tSche].

L'étude séparée des perturbations de Mode Commun et de Mode Différentiel peut s'avérer très instructive, d'une part parce que les modèles représentatifs de chacun d'entre eux sont beaucoup plus simples, et d'autre part parce que les méthodes de filtrage sont très différentes. Ces modèles ont un nombre de composants très limité, et sont toujours de la même nature : il s'agit d'une source active (courant ou tension), qui excite un circuit R-L-C passif. La source active représente l'action des semiconducteurs en commutation, et le circuit R-L-C représente la réaction de l'ensemble de la connectique et des autres composants passifs à la commutation.

Les deux différents modèles de perturbations conduites ont déjà largement été traités dans la littérature [115, Nav, tSche], et seront complétés ici par l'inclusion d'un modèle quantitatif de la connectique. De plus, le modèle des perturbations de Mode Commun sera amélioré par l'inclusion de l'effet de la surtension du MOSFET à l'ouverture, et des oscillations qui en découlent.

Les résultats de ce paragraphe dépasseront de loin la simple étude des perturbations conduites, mais pourront être utilisés dans une phase de conception technologique pour augmenter la durée de vie des équipements, en maîtrisant ces surtensions. C'est par ce point que nous allons commencer.

4.2 Calcul de la surtension d'un MOSFET à l'ouverture

Dans une cellule de commutation, une surtension est produite à chaque fois que l'interrupteur s'ouvre, suivi d'une phase oscillatoire, à cause de l'interaction de l'interrupteur avec l'environnement électromagnétique. Cette oscillation fait intervenir la capacité drain-source C_{oss} et l'inductance totale de la maille de puissance. La fréquence des oscillations produite à l'ouverture est déterminée par $\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{oss}}}$. L'inductance L est la somme des inductances de la maille y compris l'inductance série (ESL) du modèle de la capacité de filtrage. Autrement dit, l'inductance en jeu est l'inductance totale de la cellule de commutation.

L'oscillation peut endommager le composant, et génère des perturbations de Mode Commun. Ces problèmes s'aggravent avec la montée de la vitesse de commutation (dI/dt).

Le MOSFET étudié fait partie d'un hacheur série, dont la connectique a été modélisée avec InCa. Le but est d'obtenir une expression analytique de la surtension en fonction d'importants paramètres telle que l'amplitude du courant, le temps de commutation, les caractéristiques du MOSFET employé et l'inductance équivalente de la cellule de commutation. On s'est donc astreint à utiliser des modèles de connectique et de MOSFET très simples. Cependant, ces modèles sont suffisamment élaborés pour pouvoir tenir compte de ces paramètres. L'association de ces deux modèles amène à un circuit équivalent du processus d'ouverture, qui permet de trouver analytiquement une expression pour la surtension, tant à l'intérieur qu'à l'extérieur du boîtier du MOSFET.

4.2.1 Modèle inductif simple de l'environnement

Notre but est d'avoir une structure avec une inductance de maille précise. Pour cette raison, on a choisi une structure simple à modéliser (pistes droites), sur circuit imprimé. Grâce à une capacité de découplage, connectée en parallèle avec le condensateur de filtrage, nous n'avons pas le problème de la modélisation de ce dernier.

Un hacheur série a été construit, dont le circuit imprimé est montré sur la figure 4.1. Le schéma électrique et les valeurs employées sont montrés sur la figure 4.2

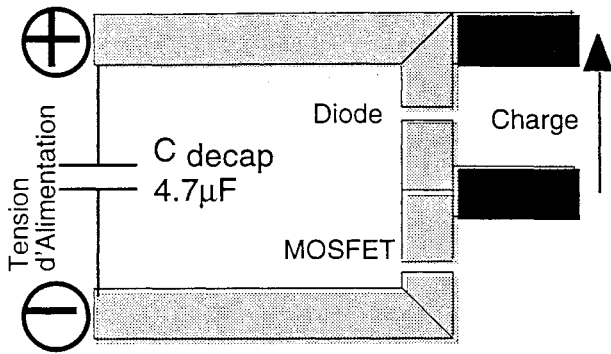


Fig. 4.1 : Circuit imprimé du hacheur (longueur de la piste supérieur : 9 cm, largeur : 1 cm
Plan de masse à 1,5 mm)

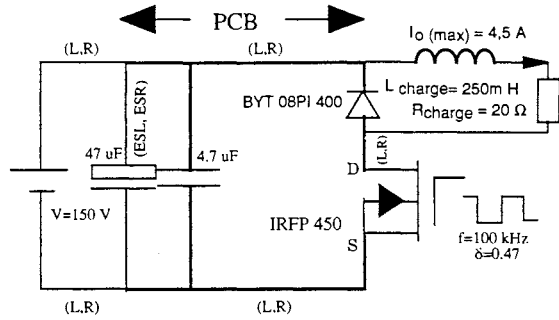


Fig. 4.2 : Circuit électrique du hacheur

Si l'on veut obtenir une expression simple, le modèle de la connectique ne doit comprendre que 2 ou 3 composants. Si chaque conducteur est modélisé par un circuit électrique équivalent du type PEEC, le nombre de composants devient vite trop grand, même si on néglige toutes les inductances et capacités *mutuelles* partielles. Or, la commutation du MOSFET à l'ouverture peut être considérée comme un phénomène de puissance essentiellement. Les courants de mode commun ne sont alors que de faibles courants de "fuites", répartis sur l'ensemble de la surface des pistes. Le modèle applicable à l'ouverture du MOSFET devient alors simplement un modèle de Mode Différentiel, et comme on le verra, on peut mettre en série toutes les inductances partielles des conducteurs constituant la maille de puissance. La mise en série doit être faite en tenant compte des couplages par mutuelles partielles. On obtient alors une inductance qui est l'inductance de la maille de commutation (chapitre 2).

Afin de pouvoir comparer la surtension produite à l'extérieur du boîtier du MOSFET avec des mesures, il est nécessaire de distinguer les inductance des pattes (L_D et L_S) de l'inductance du circuit imprimé. Ces inductances ont été évaluées séparément. Les couplages par inductance mutuelle entre les pattes et les pistes du circuit imprimé ont été négligés, car ils sont très faibles devant les valeurs des inductances partielles en jeu.

Les valeurs des inductances partielles des pattes dépendent fortement de la distance entre le boîtier et l'endroit où la patte est soudé sur le circuit imprimé ; en fait la longueur de patte à prendre en compte avec InCa, est la distance de la patte qui est "électriquement active". En tenant compte de cette consigne, on trouve les valeurs suivantes :

$$L_{\text{drain}} = 5 \text{ nH}, L_{\text{source}} = 15 \text{ nH} [122], L_{\text{ANODE}} = L_{\text{KATHODE}} = 10 \text{ nH}.$$

Dans la figure 4.3, on voit le circuit électrique équivalent du circuit imprimé de la figure 4.1, obtenu par InCa. La cellule de commutation est représentée en gris (sur la figure 4.1), alors que les parties noires ne sont pas modélisées, faisant partie de la charge.

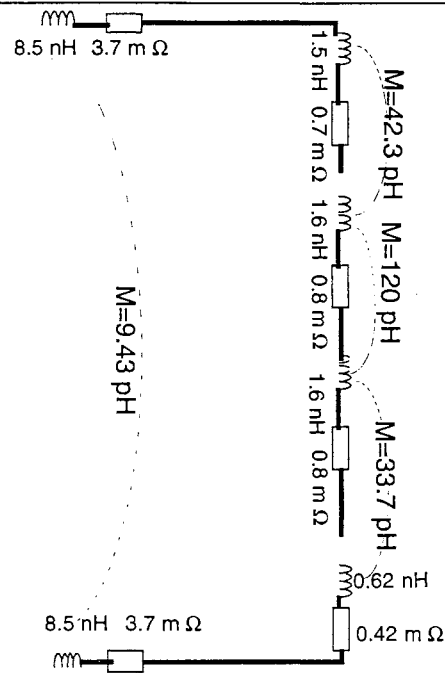


Fig. 4.3 : Circuit équivalent inductif du circuit imprimé

En associant les selfs et les mutuelles inductances partielles, on a trouvé pour l'inductance de l'ensemble des pistes du circuit imprimé (sans les inductances de pattes des semiconducteurs) : $L_{\text{boucle}} = 22.2 \text{ nH}$.

4.2.2 Modèle de l'ensemble MOSFET-DIODE

On souhaite associer un modèle à la fois simple et pertinent de l'ensemble MOSFET/DIODE au modèle de la connectique. Pour cela, on doit d'abord comprendre le processus de l'ouverture du MOSFET. Ce sujet a été largement traité dans la littérature [Gran, MOS6,14] et ne sera pas traité en détail ici.

A l'ouverture, le MOSFET peut être représenté par une série de circuits équivalents (à topologie variable), qui font intervenir un grand nombre de paramètres technologiques et électriques. Il est impossible d'en déduire une expression analytique simple, car les différentes phases d'opération par lesquelles le MOSFET passe, nécessitent la résolution d'équations différentielles, dont les conditions initiales dépendent des phases précédentes.

La solution proposée ici consiste à ne retenir que le modèle équivalent de la dernière phase de l'ouverture du MOSFET. En effet, c'est durant cette phase que la surtension est engendrée, puisque le courant drain commence à varier.

Cette phase débute quand la tension drain-source a atteint la tension d'alimentation (ici 150V), et que la diode peut conduire. La mise en conduction de la diode s'accompagne d'un phénomène de recouvrement direct qui n'est pas très important dans notre application.

Contrairement aux phases précédentes où la carte de commande intervenait, dans cette dernière phase, l'annulation du courant du drain est principalement gouvernée par l'inductance parasite de la maille de

commutation. Cette dernière étant très faible, la commutation du courant peut se faire en ≈ 15 ns. Dans la figure 4.4, on voit les formes d'ondes typiques d'un MOSFET à l'ouverture.

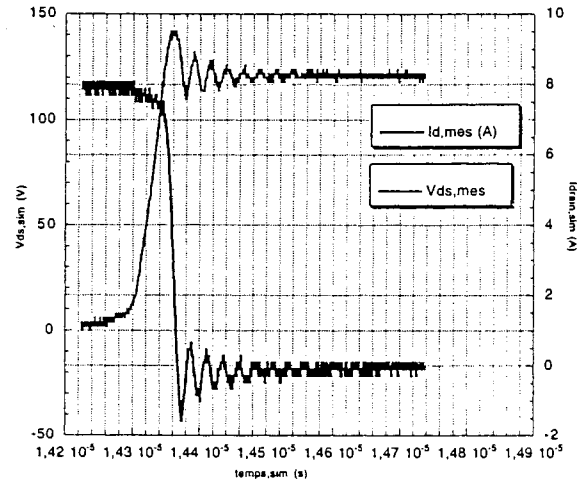


Fig. 4.4 : Tension drain-source V_{DS} et courant drain I_D à l'ouverture

Une fois que le MOSFET s'est ouvert, la commutation de courant aura excité un circuit R-L-C, dont l'inductance L est constituée par l'inductance de la maille de puissance, la résistance R par la totalité des effets résistifs, et la capacité C par la capacité entre drain et source, C_{oss} . La forme d'onde est une sinusoïde amortie, avec la seule exception que la première crête de l'oscillation (surtension maximale) dépasse un peu la valeur à laquelle semble se conformer les autres crêtes. La fréquence des oscillations est la même pour la totalité de la phase qui suit à la surtension. Ceci s'explique par le fait que la valeur de la capacité C_{oss} est stable pour de fortes valeurs de la tension drain-source. En fait, pour tous les MOSFETS employés dans cette thèse (IRFP250 et IRFP450), les données constructeurs indiquent que la valeur de C_{oss} ne varie presque plus au-delà de $V_{DS} \approx 25$ V. Pour toutes ces raisons, à l'ouverture du MOSFET, ce composant a été représenté par le circuit électrique équivalent suivant, la diode passante étant remplacée par un court-circuit.

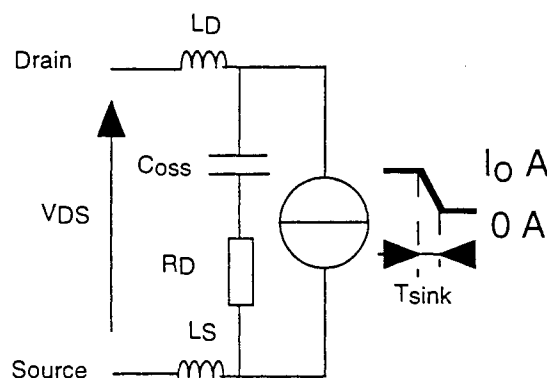


Fig. 4.5 : Modèle de l'ensemble MOSFET-Diode à l'ouverture

Dans ce modèle, la commutation de courant est représentée par une source de courant dont la valeur initiale est le courant de charge et la valeur finale zéro. Le temps de chute de courant correspond au temps mesuré, et dépend entre-autres de l'inductance de maille. En parallèle avec la source de courant se trouve une capacité qui correspond à la capacité C_{oss} . En série avec cette capacité se trouve une

résistance R_D , qui représente l'ensemble des effets résistifs, à l'exception des résistances des conducteurs qui sont déjà comprises dans la résistance de boucle R_{boucle} .

4.2.3 Dédution d'une expression analytique de la surtension

En combinant les modèles de la connectique et de la commutation, on obtient le circuit suivant, qui représente la dernière phase de l'ouverture du MOSFET.

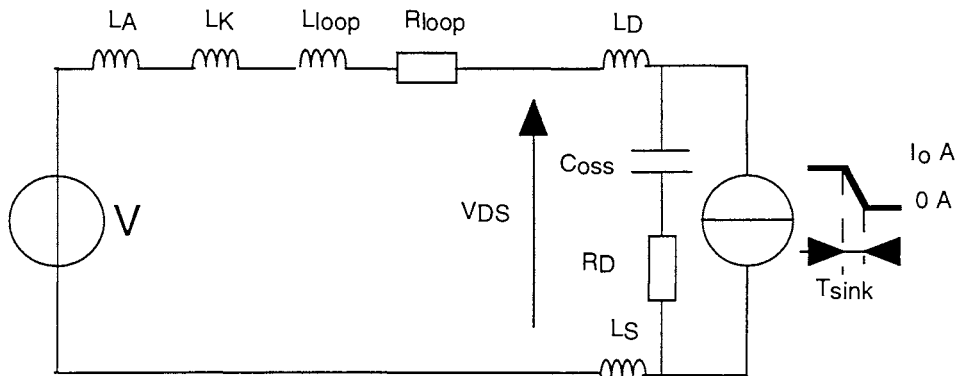


Fig. 4.6 : Modèle de l'ouverture du MOSFET

Après l'établissement de la tension d'alimentation aux bornes du MOSFET, la capacité C_{oss} est chargée, et la diminution du courant de drain commence. L'ensemble MOSFET-DIODE est connecté aux capacités de filtrage à travers l'inductance et la résistance de maille. Le courant de drain décroît linéairement avec une pente $-\frac{I_0}{T_{\text{sink}}}$, environ, I_0 étant l'amplitude du courant commuté et T_{sink} le temps de commutation. La valeur de C_{oss} peut être obtenue à partir de données constructeur, et la valeur de l'inductance de maille avec InCa. La résistance R_{loop} et l'inductance L_{loop} représentent les pistes du circuit imprimé. L'ensemble des deux condensateurs est représenté par une source de tension.

La valeur de R_D est de 1 à 2 Ω , et est nécessaire pour obtenir le bon facteur d'amortissement. Cette valeur, relativement importante, n'est pas due aux connexions puisque les résistances des pistes et des pattes de semiconducteurs sont comprises dans R_{loop} (en tenant compte de l'effet de peau) et les résistances série de la diode et du condensateur de découplage sont $\approx 100 \text{ m}\Omega$ chacune.

L'hypothèse la plus vraisemblable serait la résistance équivalente de rayonnement [Goe].

Puisque on n'est pas encore en mesure de quantifier ce phénomène, on a choisi la valeur de R_D pour avoir une bonne correspondance entre les facteurs d'amortissement calculés et mesurés.

A partir du schéma électrique de la figure 4.6, on peut déduire une expression pour la surtension interne (aux bornes des connexions de drain et source de la puce) du MOSFET $V'_{\text{DS}}(s)$. La source

de courant est décrite par la somme de deux rampes, une qui commence à $t=0$ et une autre de sens opposé qui commence à $t=T_{\text{sink}}$.

$$\Delta V_{\text{DS}}(s) = \left[\frac{I_o}{T_{\text{sink}} C} \frac{[1 + R_D C s]}{s (s^2 + \frac{R_t}{L} s + \frac{1}{LC})} \right] \cdot \left[(1 - e^{-s T_{\text{sink}}}) \left(1 + \frac{R_{\text{loop}}}{L s} \right) - \frac{R_{\text{loop}} T_{\text{sink}}}{L} \right]$$

Dans cette expression, $L=L_{\text{loop}}+L_A+L_K+L_D+L_S$, $R_t=R+R_D$, $R=R_{\text{loop}}+R_C$, $C=C_{\text{OSS}}$ (sous forte tension), T_{sink} est le temps de commutation du courant, et s est l'opérateur de Laplace.

Pour des valeurs pratiques, cette expression peut être simplifiée en négligeant les deux derniers termes. Le terme $R_{\text{loop}}T_{\text{sink}}/L$ est très faible devant 1. Le terme $(1+R_{\text{loop}}/L.s)$ représente une constante de temps (6000 ns) largement supérieure à la durée de la commutation (13 ns), et peut donc être remplacé par 1. On trouve alors :

$$\Delta V_{\text{DS}}(s) = \left[\frac{I_o}{T_{\text{sink}} C} \frac{1}{s (s^2 + \frac{R_t}{L} s + \frac{1}{LC})} \right] [1 - e^{-s T_{\text{sink}}}]$$

Dans cette expression on peut reconnaître les réponses classiques à l'échelon d'un système du deuxième ordre. Le premier échelon est appliqué à $t=0$ et le deuxième à $t=T_{\text{sink}}$, à la fin de la commutation de courant. Dans la pratique, on a observé que la surtension maximale est produite avant l'annulation complète du courant. Ceci permet de négliger la deuxième réponse à l'échelon lorsqu'on cherche à trouver l'instant de la surtension maximale. Si l'on ne retient que la première partie de l'expression, que l'on multiplie ensuite par s , on obtient :

$$s \Delta V_{\text{DS}} = \frac{I_o}{T_{\text{sink}} C} \frac{1}{s^2 + \frac{R_t}{L} s + \frac{1}{LC}}$$

En utilisant l'identité : $df(t)/dt \Leftrightarrow s.F(s) - f(0^+)$, on peut trouver les instants pour lesquels la dérivée de la surtension s'annule. On sait que le premier instant correspond à la surtension maximale. Pour trouver la valeur de $f(0^+)$ ($=V'_{\text{DS}}(t=0^+)$), on utilise le théorème de la valeur initiale.

Une expression temporelle pour la dérivée de $\Delta V'_{\text{DS}}(t)$ peut être trouvée par transformation de Laplace inverse de l'expression de $s.\Delta V_{\text{DS}}(s)$ [Dor]. L'expression ainsi obtenue représente un sinus amorti

$$L^{-1} \{ s \Delta V_{\text{DS}}(s) \} = K e^{\frac{R_t}{2L} t} \sin \left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R_t^2}{4L^2}} t \right)$$

Pour l'instant de la surtension maximale, on trouve alors :

$$T_{peak} = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{Rt}{2L}\right)^2}}$$

L'expression recherchée de la surtension maximale peut être trouvée par transformation de Laplace inverse de $\Delta V'_{DS}(s)$.

Pour pouvoir comparer les résultats obtenues par l'expression analytique avec des mesures, il faut encore déduire une expression pour la surtension à l'extérieur du boîtier, à l'endroit où les pattes touchent le circuit imprimé. Dans ce but, l'inductance de maille L est séparée en deux parties : une partie comprenant l'inductance des pistes et des pattes de la diode et une partie comprenant les inductances de drain et source. On trouve alors l'expression suivante pour la surtension externe du MOSFET :

$$\Delta V_{DS}(s) = \frac{L_{loop} + L_A + L_K}{L} \left[\frac{I_o}{T_{sink} C} \frac{[1 + R_D C s]}{s \left(s^2 + \frac{R_t}{L} s + \frac{1}{LC} \right)} \right] \cdot \left[(1 - e^{-s T_{sink}}) \left(1 + \frac{R_{loop}}{L s} \right) - \frac{R_{loop} T_{sink}}{L} \right]$$

L'expression recherchée de la surtension externe maximale, comparable avec des mesures, est trouvée en effectuant les mêmes simplifications que pour la surtension interne, et en effectuant une transformation de Laplace inverse :

$$\Delta V_{DS}(T_{peak}) = \frac{I_o (L_{loop} + L_A + L_K)}{T_{sink}} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta \omega_0 T_{peak}} \sin(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} T_{peak} + \psi) \right]$$

avec $\zeta = \frac{R_t}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, et $\psi = \arccos(\zeta)$.

La valeur de C_{oss} d'un IRFP450 sous forte tension est trouvée à partir de données constructeur, et vaut : $C_{oss}=105$ pF. Les autres paramètres sont donnés sur le tableau suivant.

MOS	C_{oss}	L_{loop}	L_{drain}	L_{source}	L_{anode}	L_{kat}	R_D	R_{loop}	T_{sink}	I_o
IRFP450	105 pF	22.2 nH	5 nH	15 nH	10 nH	10 nH	1.75 Ω	10.2 m Ω	13ns	4.5 A

La surtension calculée est de $\Delta V_{DS}(T_{peak}) = 27.5$ V et la surtension mesurée est de $\Delta V_{DS,mesure} = 28$ V (figure 4.7). La fréquence d'oscillation calculée est de $f = 63$ MHz et la fréquence mesurée est de $f = 64$ MHz.

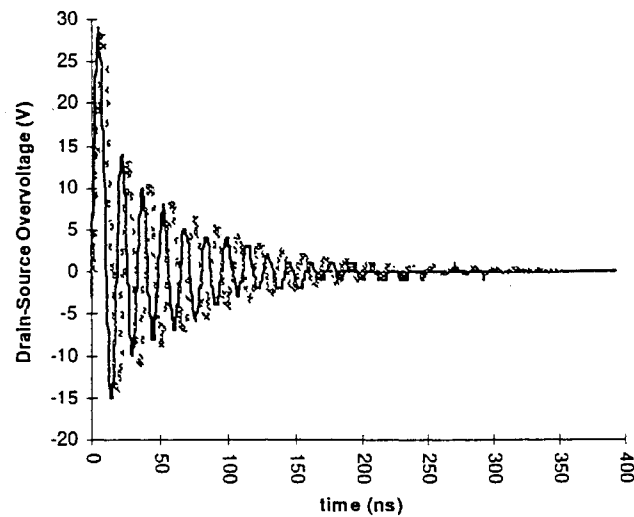


Fig. 4.7 : Surtension à l'ouverture du MOS : calcul et mesure

On voit une bonne correspondance entre les deux. Cependant, il est à noter qu'on a adapté la valeur de R_D pour avoir le bon facteur d'amortissement. Pour vérifier l'expression trouvée, on l'a également appliquée à d'autres cas. Les résultats sont montrés dans le tableau suivant :

MOSFET	Technologie	Capacité de Découplage	Surtension mesurée (V)	Surtension calculée (V)
IRFP 450	CI	oui	28	27.5
IRFP 250	CI	non	24	26
IRFP 250	CI	oui	13	14
IRFP 250	SMI	non	17	18
IRFP 250	SMI	oui	8	12

Les mesures avec le IRFP250 ont été effectuées sur le hacheur sur circuit imprimé du chapitre 3. L'amplitude du courant commuté est 8A dans ce cas. Les paramètres sont données dans le tableau suivant.

MOS	C_{oss}	L_{loop}	L_{drain}	L_{source}	L_{anode}	$L_{kathode}$	R_D	T_{sink}
IRFP250	241 pF	37.8 nH	3.7 nH	13.2 nH	5.9 nH	3.7 nH	2.25 Ω	25 ns

La surtension calculée est de $\Delta V_{DS}(T_{peak}) = 26$ V et la surtension mesurée est de $\Delta V_{DS,mesure} = 24.4$ V. La fréquence d'oscillation calculée est de $f = 40.8$ MHz et la fréquence mesurée est de $f = 40$ MHz. La résistance $R_D = 2.25$ Ω , au lieu de $R_D = 1.75$ Ω , car on a ajouté la résistance série du modèle du condensateur de filtrage (0,5 Ω).

La surtension dans le cas du même hacheur, mais avec une capacité de découplage a également été traitée. L'inductance de maille a alors fortement diminué, car l'inductance du condensateur de filtrage

(12 nH) n'intervient plus, ainsi qu'une partie des pistes. La surtension calculée (14 V) est un peu supérieure à celle mesurée (13 V), mais la correspondance reste bonne.

Le cas du hacheur sur SMI pose un problème, car dans ce cas C_{oss} n'est plus la capacité dominante dans la maille de puissance ; les capacités parasites des pistes sont du même ordre de grandeur, et interviennent dans l'oscillation produite à l'ouverture. Néanmoins, la surtension calculée (18 V) est très proche de la mesure (17 V). La fréquence d'oscillation calculée est de $f = 55$ MHz et la fréquence mesurée est de $f = 40$ MHz. La différence entre les deux fréquences indique que la capacité en jeu n'est pas uniquement C_{oss} (241 pF), car pour avoir $f = 40$ MHz, il faut avoir une capacité effective de 400 pF.

Finalement, on a appliqué la formule au cas du SMI avec capacité de découplage, caractérisé par une très faible inductance de maille ($L_{loop} < 2$ nH). La surtension calculée est toujours un peu supérieure à celle mesurée, mais reste proche cependant.

Avec l'expression obtenue, on peut non seulement calculer la surtension du MOSFET à l'ouverture, mais également analyser l'influence de certains paramètres, telle que la vitesse de commutation et l'inductance de maille. Dans les figures 4.8 et 4.9, on voit la surtension en fonction de l'inductance de maille et du temps de commutation pour deux cas, et les points de mesure (fig. 4.9).

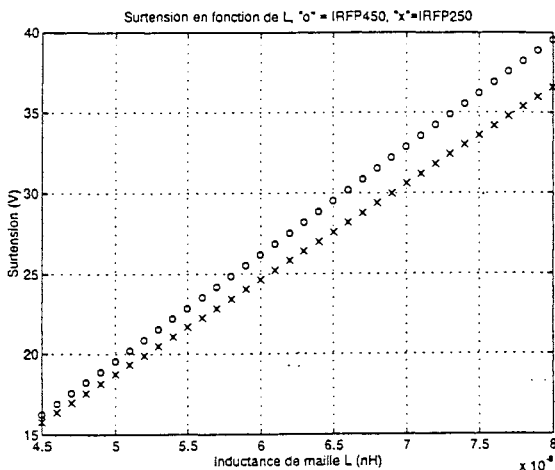


Fig. 4.8 : Surtension en fonction de l'inductance de maille (dI/dt fixe)

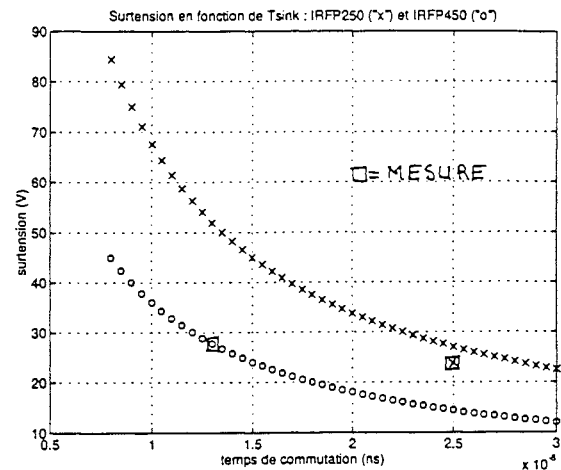


Fig. 4.9 : Surtension en fonction du temps de commutation

On vérifie que la surtension augmente avec une inductance de maille croissante, et avec un temps de commutation décroissant. Cependant, lors du calcul de la surtension en fonction de l'inductance de maille (figure 4.8), on a supposé que le temps de commutation ne varie pas lorsque l'inductance de maille varie. En réalité ces deux grandeurs ne sont pas indépendantes ; le temps de commutation diminue légèrement lorsque l'inductance de maille diminue. En outre, dans la pratique, il n'est pas facile de maîtriser le dI/dt . Il est plus intéressant d'étudier la surtension en fonction de la résistance de grille pour une inductance de maille et un niveau de courant commuté fixe. Il est également intéressant de voir comment évolue la surtension en fonction de l'inductance de maille, sans imposer le dI/dt .

Dans des travaux effectués au laboratoire [tMeri], une expression a été déduite pour le dI/dt en fonction d'importants paramètres technologiques telle que l'inductance de maille, la résistance de

grille, l'amplitude du courant commuté et les paramètres propres du MOSFET. Cette expression s'écrit :

$$\frac{dI}{dt} = -\sqrt{\frac{2 I_0 V_{TH}}{R_g C_{RSS} L}}$$

Dans cette expression I_0 est le niveau du courant commuté, V_{TH} est la tension de seuil du MOSFET, R_g est la résistance de grille, C_{RSS} est la capacité entre grille et drain avec source et grille connectées, et L est l'inductance de maille. Pour un IRFP 450, on trouve : $V_{TH} = 3.8$ V et $C_{RSS} = 340$ pF.

On peut mettre cette expression à la place de I_0/T_{sink} dans l'expression développée pour la surtension. Dans la figure 4.10, on voit le niveau de la surtension en fonction de la résistance de grille, pour une inductance de maille fixe de $L = 62.2$ nH, et dans la figure 4.11 la surtension (trait continu) en fonction de l'inductance de maille L pour une résistance de grille fixe $R_g = 10 \Omega$, en tenant compte de la variation du dI/dt en fonction de L .

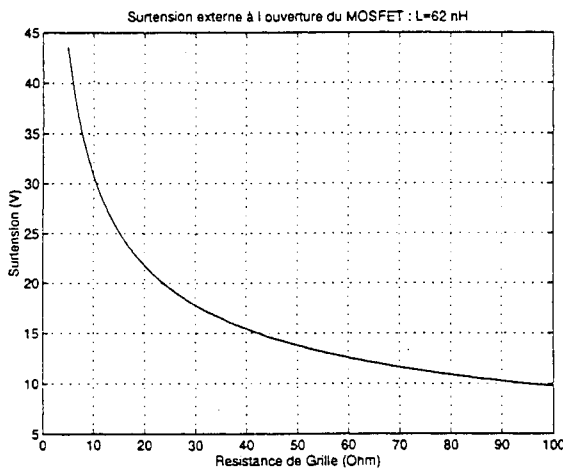


Fig. 4.10 : Surtension en fonction de R_g

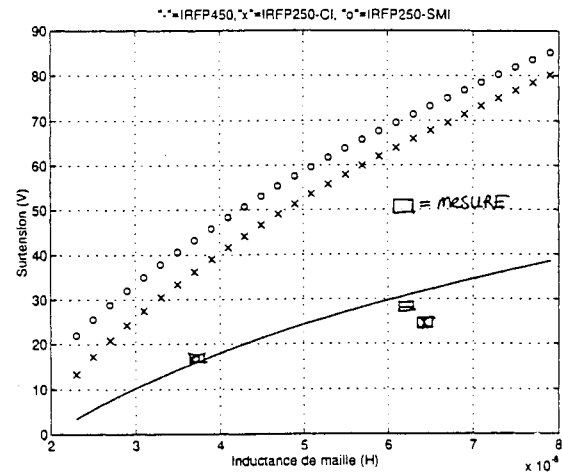


Fig. 4.11 : Surtension en fonction de L

Dans la figure 4.10, on voit que pour de faibles valeurs de R_g , la surtension est très sensible à ce paramètre. En comparant les figures 4.8 et 4.11, on voit que la prise en compte de la variation du temps de commutation en fonction de l'inductance de maille (fig. 4.11), change légèrement l'allure de la courbe ; l'augmentation de la surtension dans ce cas est un peu plus faible, car la commutation sera ralentie par l'augmentation de l'inductance de maille.

Il est à noter que l'expression du dI/dt est une approximation, qui ne permet pas d'obtenir le même dI/dt que la mesure pour les paramètres employés. En fait, pour une résistance de grille $R_g = 10 \Omega$, le dI/dt modélisé est plus grand qu'en réalité ($T_{sink} = 13$ ns en mesure au lieu de 9 ns avec l'expression analytique utilisée dans le cas du dI/dt du IRFP 450).

Pour le cas du IRFP 250, le dI/dt calculé est beaucoup trop grand. De ce fait, la surtension calculée est également beaucoup trop grande, surtout pour des fortes valeurs de l'inductance de maille. Dans le tableau suivant, on voit les différences entre le dI/dt mesuré et calculé.

MOSFET	C_{rss}	I_o	dI/dt mesuré (A/ μ s)	dI/dt calculé (A/ μ s)
IRFP 450	340 pF	4.5	346	403
IRFP 250	250 pF	8	348	616

En conclusion, la formule explicitant la surtension développée semble d'une précision respectable. Toutefois, elle nécessite plus particulièrement la connaissance de 2 paramètres T_{sink} et R_D . L'évaluation de T_{sink} peut être approchée par la formule de [tMeri], qui ne l'estime pas toujours très bien.

Quant à R_D , sa valeur est déterminée empiriquement, et ne s'appliquerait pas nécessairement à tous les convertisseurs. Nous avons donc évalué la sensibilité de la formule à ce paramètre (figure 4.12).

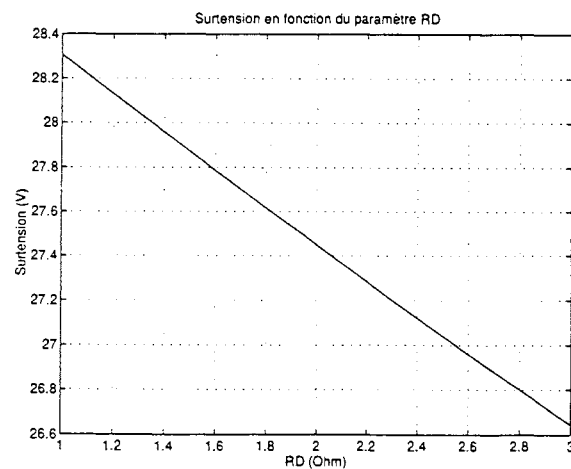


Fig. 4.12 : Surtension en fonction de R_D

L'évolution de la surtension est relativement peu sensible au paramètre R_D , dont la valeur ne sera pas nécessairement critique.

Il est également intéressant de comparer les surtensions produites à l'extérieur et à l'intérieur du boîtier du MOSFET (fig. 4.13). Pour éviter des erreurs, on a calculé le dI/dt à partir des mesures, comme au début du paragraphe. On voit que dans le cas étudié, la surtension interne du MOSFET est supérieure à la surtension externe (mesurée aux pattes du MOSFET). Ceci indique que lorsque l'on cherche à dimensionner le convertisseur en respectant la surtension maximale admissible du MOSFET, on peut être amené à prendre en compte la connectique entre la puce du MOSFET et le point de contact avec le circuit dont il fait partie.

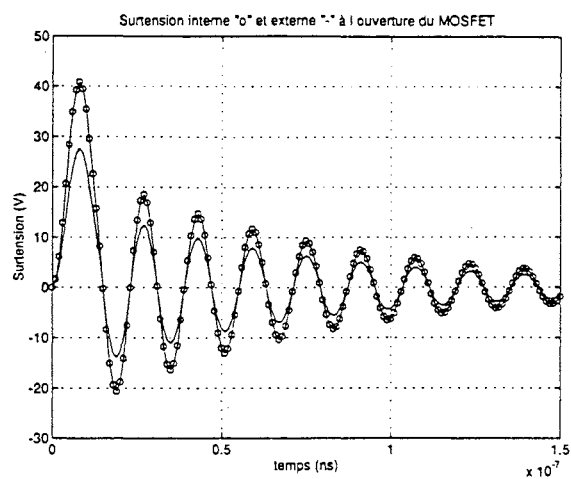


Fig. 4.13 : Surtension externe et interne du MOS

4.3. Calcul des spectres des perturbations conduites

Dans ce paragraphe, nous allons utiliser les connaissances apportées par l'exploitation des simulations fines. Nous nous basons sur les formes d'ondes obtenues en simulation du hacheur série sans capacité de découplage, réalisé sur circuit imprimé. Notre approche consiste en l'élaboration de deux modèles indépendants, l'un pour le Mode Commun et l'autre pour le Mode Différentiel. Cependant, par rapport aux modèles classiques [tSche,Nav], nous proposons deux améliorations.

La première consiste en l'intégration de l'inductance de la connectique dans les chemins de propagation des deux modèles.

La deuxième amélioration consiste en l'inclusion des effets de la surtension à l'ouverture dans le modèle des perturbations de Mode Commun. Ce modèle rend donc compte d'un couplage Mode Différentiel - Mode Commun, ce que ne permet pas l'approche classique "point milieu".

En effet, cette dernière suppose que le niveau des perturbations de Mode Commun est indépendant des phénomènes liés à la génération des perturbations de Mode Différentiel. En réalité, il y a une interaction entre les deux mécanismes de génération des perturbations. En particulier à l'ouverture du MOSFET, la surtension et la phase d'oscillation qui suit, génèrent des perturbations de Mode Commun à travers les capacités parasites. Afin de maintenir les circuits équivalents des perturbations de MC et de MD électriquement indépendants, nous avons modifié la source excitatrice du modèle du Mode Commun en ajoutant un modèle de la surtension produite à l'ouverture.

L'interaction des perturbations des deux modes à la fermeture du MOSFET n'a pas été étudiée ici ; d'une part, parce que la fréquence des oscillations produites ($f > 100$ MHz) dépasse la gamme de fréquences des perturbations conduites traitée ici (150 kHz-50 MHz), et d'autre part parce que l'imprécision des modèles de semiconducteurs (≈ 15 ns à la fermeture) est trop grande par rapport à la fréquence de ces oscillations.

4.3.1 Modélisation de la commutation par une source active

Dans ce paragraphe, nous allons justifier l'approche qui consiste à remplacer un semiconducteur par une source de courant ou de tension. Pour l'étude spectrale des perturbations conduites, il convient de représenter l'ensemble des actions liées à la commutation par une seule source active. D'une part parce que, ainsi, les modèles resteront simples et pourront se prêter à l'obtention de règles de conception (simulation "inverse"). D'autre part parce que les spectres des perturbations de MC et de MD peuvent être obtenus par simple addition des spectres des sources aux réponses fréquentielles des filtres passifs, constitués par la connectique, les composants passifs et le RSIL. Dans le cas d'étude du Mode Différentiel, le semiconducteur est représenté par une source de courant, et dans le cas du mode commun, il est représenté par une source de tension.

4.3.1.1 Modélisation de la commutation par une source de tension

Les signaux de mode commun se propagent sur les deux pistes d'alimentation du hacheur dans la même direction et empruntent la terre électrique ou physique comme chemin de retour. Concernant notre maquette, la seule terre sera la terre électrique constituée par le radiateur.

Dans notre cas, l'impédance du chemin de retour est constituée par le RSIL et la connectique. Les capacités parasites des conducteurs du hacheur sont réparties tout le long du câblage du montage et permettent au courant de mode commun de s'établir. Elles seront modélisées par plusieurs capacités équivalentes, selon la méthode PEEC. Ainsi, la topologie de la figure 4.14 est obtenue.

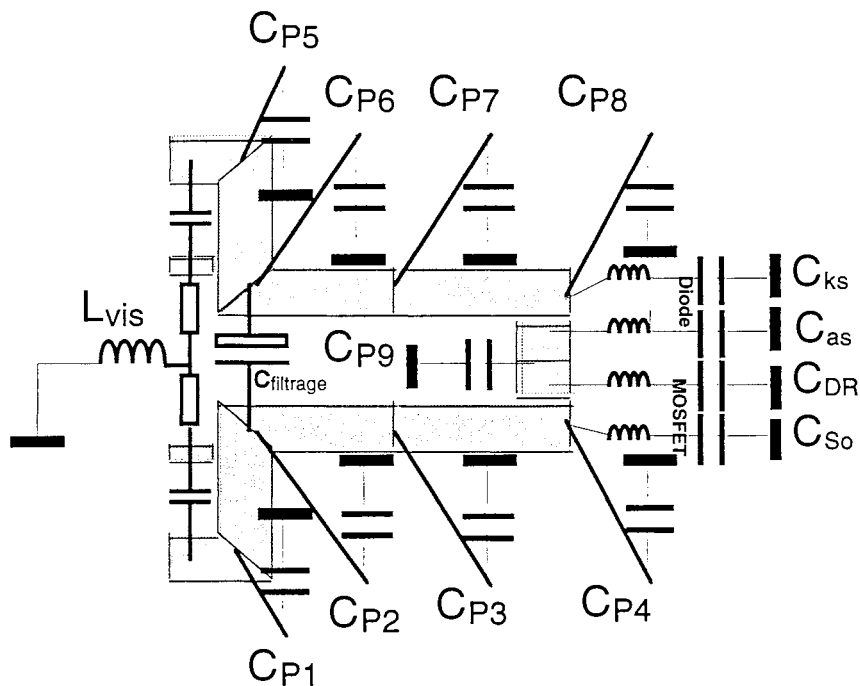


Fig. 4.14 : Topologie du hacheur pour l'étude du Mode Commun

Pour qu'il y ait circulation d'un courant de Mode Commun, il faut une tension excitatrice. La représentation des diverses variations de tension par une source de tension parfaite (impédance dynamique nulle), se justifie par le fait que les principaux obstacles que les courants de Mode Commun rencontrent sur leur chemin vers le RSIL sont les impédances des inductances et résistances parasites des pistes et des pattes des semiconducteurs.

4.3.1.2 Modélisation de la commutation par une source de courant

Lorsqu'on veut établir un modèle de la génération du Mode Différentiel, il convient de modéliser la commutation par une source de courant. Le chemin de propagation sollicité par les perturbations de mode différentiel consiste simplement en un circuit de puissance connecté au RSIL [tSche]. Dans la figure 4.15, on voit la topologie du hacheur vis-à-vis des perturbations de Mode Différentiel.

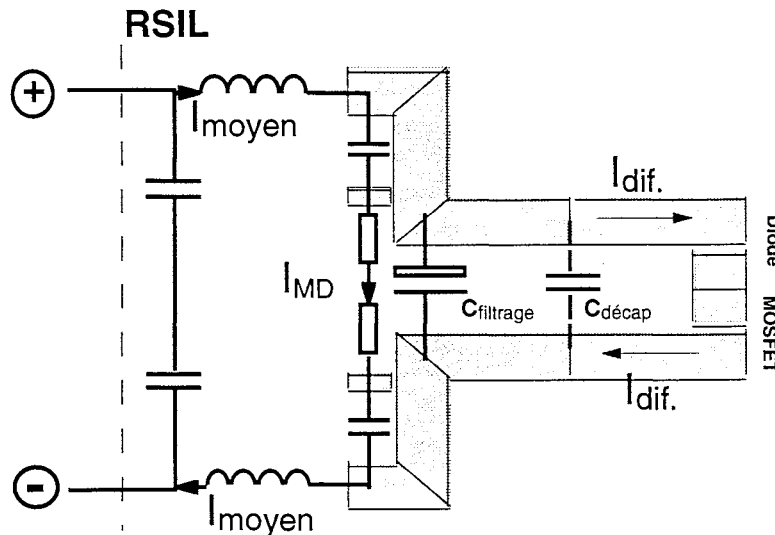


Fig. 4.15 : Topologie du hacheur pour l'étude du Mode Différentiel

Les perturbations de mode différentiel ne peuvent être générées que lorsqu'il y a des variations de tension à l'entrée du convertisseur entre les pistes \oplus et le \ominus . Or, dans le cas idéal ($C \rightarrow \infty$), pas d'inductance/résistance série), le courant différentiel I_{dif} est entièrement fourni par la capacité de filtrage (ou de découplage C_{dec}). Dans ce cas, les capacités du RSIL ne subissent aucune variation de tension, et les perturbations de Mode Différentiel sont absentes.

Malheureusement, en réalité les capacités du RSIL sont parcourues par un courant de Mode Différentiel pour deux raisons.

Premièrement, la valeur de ce condensateur ($47 \mu F$) n'est pas suffisamment grande devant le niveau de courant demandé et la période de hachage. Si l'on suppose que ce condensateur fournit un courant constant de $4 A$ pendant un temps $\delta.T = 0.5 \cdot 10^{-6} s$, on trouve que la tension du condensateur varie de $\Delta V_C = 1/C \cdot 4 \cdot \delta.T = 400 mV$ environ.

Deuxièmement, l'inductance et la résistance série du condensateur de filtrage sont relativement importants, dû à la technologie employée. Il y a donc une variation de tension aux bornes de la capacité de filtrage, qui donne lieu à un courant de Mode Différentiel (I_{MD}). Les deux phénomènes engendrent des ondulations de tensions aux bornes du condensateur de filtrage qui se propagent presque sans atténuation vers le RSIL, en provoquant une tension de mode différentiel.

Au niveau de la modélisation, le bras en commutation sera remplacé par une source de courant en créneaux [tSche], ce qui rend inutile la prise en compte des inductances entre ce bras et le condensateur de découplage.

Les demandes périodiques de courant par le convertisseur vont se répartir selon la manière décrite dans le § 3.5.1 si une capacité de découplage est présente.

4.3.2 Modèle des perturbations de mode commun

4.3.2.1 Modèle des perturbations de Mode Commun à l'ouverture du MOSFET

Notre point de départ est le modèle classique du point milieu. Il consiste en la représentation de l'ouverture du MOSFET par une source de tension qui génère des courants de Mode Commun à travers la seule capacité du point milieu : C_{PM} (Fig. 4.16).

Dans ce modèle, on a associé les inductances des pistes qui se trouvent en série (voir figure 3.10a du §3.2.3), en tenant compte des inductances mutuelles. Les résistances de pistes sont faibles devant l'impédance des inductances dans la gamme de fréquences à laquelle nous nous intéressons ; l'impédance des pistes est dominée par l'inductance plutôt que par la résistance, d'autant plus qu'il y a 50Ω en série dans le circuit provenant du RSIL. La capacité du point milieu comprend les capacités reliées à ce point : C_{anode} , C_{Drain} , et C_{p9} , la capacité de la piste centrale (voir chapitre 3).

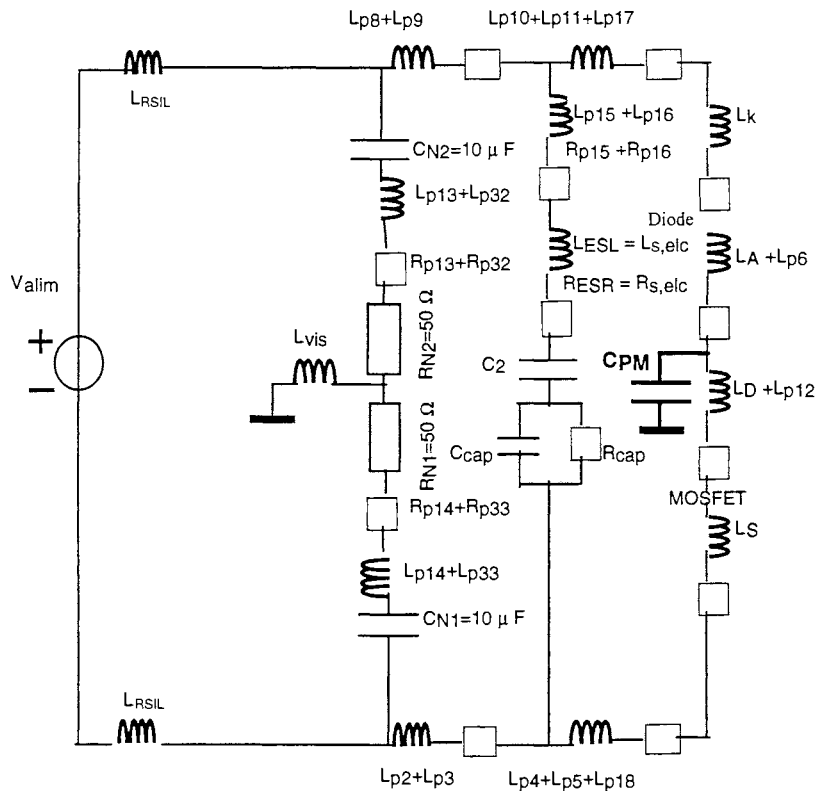


Fig. 4.16 : Modèle de Mode Commun "point milieu"

Pendant la première phase de l'ouverture du MOSFET, la tension croît de 0 V jusqu'à ≈ 120 V. Ce n'est qu'à partir du moment où la surtension est produite que la diode commence à conduire. C'est pourquoi dans l'approche par "point milieu", on considère que la principale partie du courant de Mode Commun traverse le chemin qui passe par le MOSFET, plutôt que le chemin qui passe par la diode dont le comportement à l'état bloqué est celui d'une capacité de très faible valeur.

Par conséquent, on peut enlever la partie du circuit qui comprend L_{p6} , L_A , L_K , L_{p10} , L_{p11} , et L_{p17} (Fig. 4.17). En regroupant toutes les inductances en série en une seule inductance, et en déplaçant la source excitatrice vers le centre du montage, on obtient le modèle suivant :

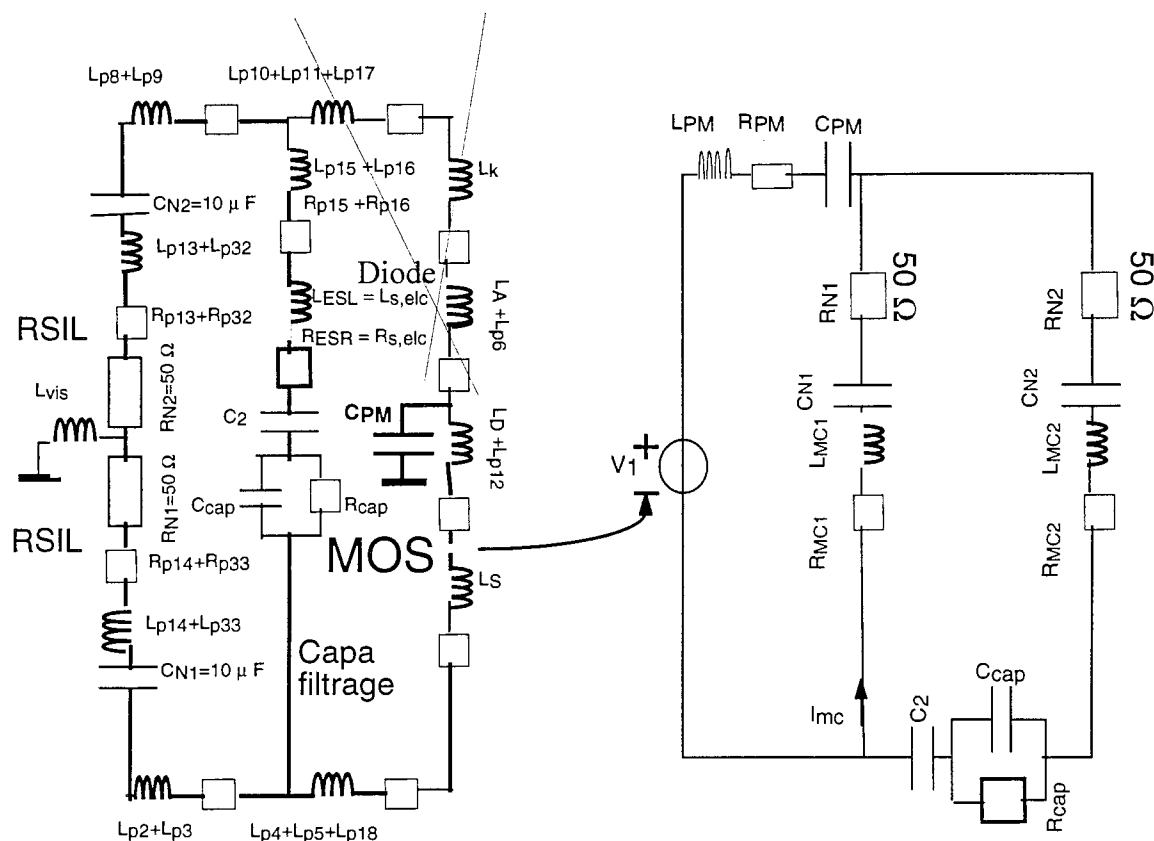


Fig. 4.17 : Modèle de Mode Commun (à droite) pour la première phase de l'ouverture.

Le modèle (à droite) a été obtenu par extraction des inductances qui sont parcourues par le courant de Mode commun (reliées par des traits épais dans la figure de gauche). Dans ce modèle, on observe une source de tension $V_1 (=V_{DS})$, qui pilote un circuit R-L-C passif. Les divers éléments de ce circuit sont donnés dans le tableau suivant :

GRANDEUR	Éléments partiels en jeu	VALEUR
L_{pM}	$L_{p12}+L_D+L_S+L_{p4}+L_{p5}+L_{p18}+L_{vis}$	23,0 nH
C_{pm}	$C_{DR}+C_{as}+C_{p9}$	47,8 pF
R_{pM}	$R_{p12}+R_D+R_S+R_{p4}+R_{p5}+R_{p18}+R_{vis}$	15,4 mΩ
L_{MC1}	$L_{p14}+L_{p33}+L_{p2}+L_{p3}$	5,2 nH
L_{MC2}	$L_{p16}+L_{p15}+L_{p8}+L_{p9}+L_{p13}+L_{p32}+L_{ESL}$	28,2 nH
R_{MC1}	$R_{p14}+R_{p33}+R_{p2}+R_{p3}$	7,1 mΩ
R_{MC2}	$R_{p16}+R_{p15}+R_{p8}+R_{p9}+R_{p13}+R_{p23}+R_{ESL}$	295 mΩ

Paramètres du modèle de MC du hacheur sur Circuit Imprimé : Phase 1

On voit que le modèle de la capacité électrochimique joue un rôle prépondérant dans le modèle du Mode Commun (L_{MC2} et R_{MC2} sont beaucoup plus grandes que L_{MC1} et R_{MC1}), ce qui induira un déséquilibre dans le courant de mode commun.

En ce qui concerne la deuxième phase, la phase oscillatoire, les effets de ces oscillations se répercutent non pas seulement sur les capacités parasites du point milieu, mais sur *toutes* celles de la maquette.

Nous avons vu au chapitre 3 que -moyennant certaines considérations - les capacités à prendre en compte étaient celles correspondant aux parties asymétriques du convertisseur. Il s'agit de C_{DR} , C_{So} , C_{as} , C_{ks} , C_{p9} .

Cette constatation - due à la symétrie de la maquette- nous a servi à simplifier le modèle, mais ne serait pas remise en cause si une telle hypothèse ne pouvait être faite. A ce moment, c'est le schéma de la figure 4.17 (à gauche), complété avec les autres capacités, qui devrait être pris en compte.

Il est alors possible de représenter la génération des courants de Mode Commun pendant cette phase par une capacité équivalente unique. Cette capacité est donc seulement valable pendant la phase d'oscillation après l'ouverture et se calcule comme : $C'_{PM} = C_{DR}-C_{So}+C_{as}+C_{ks}+C_{p9}$. Il est à noter que dans cette approche il est sous-entendu que le dV/dt est à peu près identique aux bornes des capacités mentionnées. En réalité, le dV/dt des pistes sur le bus négatif est un peu plus élevé que celui des pistes en haut. De ce fait, la compensation n'est pas parfaite.

Pendant cette phase, une partie des courants de Mode Commun va passer par le chemin de la diode plutôt que par le MOSFET, parce que le MOSFET est bloqué et la diode conduit. On peut en déduire un schéma électrique, très semblable au précédent. Il suffit de remplacer les inductances du chemin du MOSFET par celles du chemin de la diode (voir fig.4.17). On obtient alors le schéma de la figure 4.18.

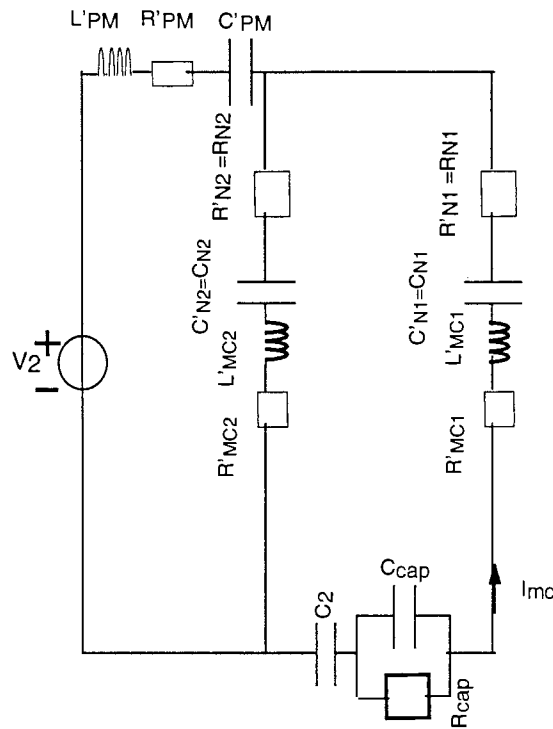


Fig. 4.18 : Modèle de Mode Commun pour la deuxième phase de l'ouverture.

Contrairement au modèle de la première phase de l'ouverture (Fig.4.17), le chemin traversant la diode (L_A , L_K , L_{p6} , L_{p10} , L_{p11} , et L_{p17}) fait partie du modèle, et le chemin passant par le MOSFET (L_{p12} , L_D , L_S , L_{p18} , L_{p5} et L_{p4}) n'y est plus.

La source excitatrice V_2 ne représente que la surtension, et est modélisée par les deux sinus amortis qui représentent la forme d'onde de V_{ds} produite à l'ouverture (voir §4.2.3). Les perturbations de Mode Commun sont générées par l'effet qu'a la surtension sur la capacité équivalente : C'_{PM} . Dans le tableau ci-dessous, on voit les divers éléments du circuit de MC valable pour la deuxième phase de l'ouverture. La résistance série de la diode en état de conduction vaut : $R_{sér,Diode}=100\text{ m}\Omega$.

GRANDEUR	Éléments partiels en jeu	VALEUR
L'_{pM}	$L_{p6}+L_A+L_K+L_{p17}+L_{p11}+L_{p10}+L_{vis}$	17.9 nH
C'_{pm}	$C_{DR}-C_{So}+C_{p9}+C_{as}+C_{ks}$	30.2 pF
R'_{pM}	$R_{p6}+R_{sér,Diode}+R_A+R_{p17}+R_{p11}+R_{p10}+R_{vis}$	116 mΩ
L'_{MC1}	$L_{p3}+L_{p2}+L_{p14}+L_{p33}+L_{p15}+L_{p16}+L_{s,elc}$	27.8 nH
L'_{MC2}	$L_{p9}+L_{p8}+L_{p13}+L_{p32}$	5.6 nH
R'_{MC1}	$R_{p3}+R_{p2}+R_{p14}+R_{p33}+R_{p15}+R_{p16}+R_{s,elc}$	294.4 mΩ
R'_{MC2}	$R_{p8}+R_{p9}+R_{p13}+R_{p32}$	7.9 mΩ

Paramètres du modèle de MC du hacheur sur Circuit Imprimé : Phase 2

Pour trouver les paramètres de la source excitatrice, on invoque les résultats du paragraphe 4.2.3 sur la surtension du MOSFET. On avait trouvé que la surtension s'exprime de la manière suivante :

$$V_2(t) = k e^{\frac{R_t}{2L} t} \sin \left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R_t}{2L}\right)^2} t \right) = k e^{-\alpha t} \sin (\beta t)$$

Les facteurs α (le facteur d'amortissement) et β (la pulsation des oscillations) peuvent être calculés en prenant les valeurs correspondantes (voir chapitre 3). Le facteur k représente l'amplitude de l'enveloppe des oscillations, à l'extérieur du boîtier. Sa valeur peut être estimée en sachant que la surtension se produit à $t=T/4=\pi/2\beta$. A cet instant, la surtension s'écrit :

$$V_{DS}(t=\frac{T}{4}) = k e^{-\alpha \frac{T}{4}} = 25 \text{ V}$$

Le facteur k se calcule alors comme : $k=25 e^{\alpha \frac{T}{4}}$. Dans notre cas, on a : $C_{oss}=241 \text{ pF}$, $L=64 \text{ nH}$, $R_D=2.25 \text{ } \Omega$ ($1,75 \text{ } \Omega$ identifié initialement + $0,5 \text{ } \Omega$ du condensateur du filtrage). Pour ces valeurs, on trouve : $\alpha = 16.10e6$, $\beta=251.33.10e6$, et $k=28 \text{ V}$. Après l'extinction du courant de drain, un deuxième sinus amorti s'ajoute au premier. Nous avons pris en compte cet effet lors de la modélisation de la source excitatrice $V_2(t)$.

4.3.2.2 Modèle des perturbations de Mode Commun à la fermeture du MOSFET

Le modèle des perturbations de Mode Commun à la fermeture du MOSFET est le même que celui à l'ouverture. La valeur de la capacité équivalente du point milieu dépend de nouveau du nombre de capacités parasites dont le courant est en phase avec la dérivée de la tension V_{DS} ($i=C.dV/dt$). Pendant la fermeture du MOSFET, cette tension décroît approximativement linéairement de 120 V à 0 V . Alors, l'approche du "point milieu" classique est valable et les seules capacités importantes sont C_{DR} , C_{as} et C_{p9} (semelles anode/drain et piste centrale).

Comme on l'a vu dans le § 3.6.2, la fermeture du MOS commence par l'augmentation du courant drain auquel s'ajoute le courant de recouvrement de la diode. Pendant cette phase ($\approx 80 \text{ ns}$), la tension V_{DS} ne subit qu'une légère décroissance de 120 V jusqu'à 100 V due au $L.dI/dt$. Par conséquent, il n'y a quasiment pas de perturbations de Mode Commun. A partir du moment où le courant drain a atteint sa valeur crête, la tension V_{DS} décroît en $\approx 15 \text{ ns}$ de 100 V jusqu'à $\approx 0 \text{ V}$. Pendant que le courant drain varie, il y a une interaction des modèles de Mode Commun et de Mode Différentiel que nous n'avons pas prise en compte.

Une fois que le courant de drain s'est stabilisé à 8 A , les principales perturbations qui restent sont des perturbations de Mode Commun.

La principale difficulté à la fermeture du MOSFET est que, contrairement à l'ouverture, la commutation en courant a lieu **avant** celle en tension. De ce fait, les oscillations engendrées par la commutation en courant se superposent à la variation brutale de tension. Ainsi, les simplifications effectuées pour l'ouverture (simplification comme celle effectuée pour passer de la figure 4.16 vers

4.17) ne peuvent plus être envisagées. La seule solution pour prendre en compte le couplage mode différentiel - mode commun, est alors la simulation harmonique du schéma complet pour obtenir sa fonction de transfert vis à vis des oscillations.

Nous avons préféré conserver l'approche classique point milieu pour cette phase, dans la mesure où les oscillations à l'ouverture de la diode sont hors de la bande de fréquence étudiée (100 MHz).

La capacité du point milieu est alors uniquement constituée par C_{DR} , C_{S0} et C_{p9} .

4.3.3 Modèle des perturbations de Mode Différentiel

Le modèle des perturbations de mode différentiel est plus simple que le modèle des perturbations de Mode Commun ; un seul circuit électrique équivalent est utilisé à l'ouverture et à la fermeture. Comme déjà mentionné dans le § 4.1, ce circuit consiste en un circuit RLC passif, qui représente le chemin de propagation, piloté par une source de courant, qui représente le courant en créneaux, demandé par le hacheur. Pour modéliser le chemin de propagation, on inclut les inductances partielles des conducteurs qui font partie de ce chemin. La valeur des inductances est obtenue en associant les diverses inductances partielles. Le circuit RLC est excité par une source de courant dont l'allure est fournie par la forme d'onde du courant de drain. L'allure du courant drain simulé correspond assez bien aux mesures (§ 3.6.2). C'est pourquoi le niveau des perturbations de Mode Différentiel peut être trouvé à partir de résultats de simulations fines. Dans la figure 4.19, on voit le circuit utilisé pour les perturbations de Mode Différentiel.

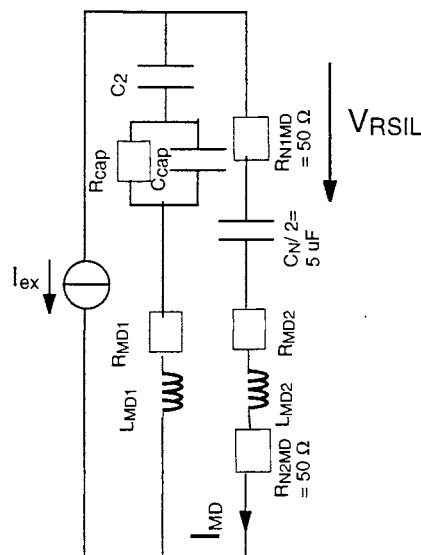


Fig. 4.19 : Modèle électrique des perturbations de Mode Différentiel

Comme déjà mentionné dans le § 4.3.1.2, le modèle consiste en une source de courant qui prélève (ou débite) du courant de deux branches parallèles ; une branche constituée par le modèle de la capacité électrolyte et une branche qui représente le RSIL. Dans les deux branches, les inductances séries de la connectique sont incluses. Les valeurs des composants sur la figure 4.19 ont été calculées comme le montre le tableau ci-dessous.

GRANDEUR	Éléments partiels en jeu	VALEUR
LMD1	$L_{p15}+L_{p16}+L_{S,elc}$	22,2 n H
LMD2	$L_{p8}+L_{p9}+L_{p13}+L_{p32}+L_{p14}+L_{p33}+L_{p2}+L_{p3}$	11,2 n H
RMD1	$R_{p15}+R_{p16}+R_{S,elc}$	287 mΩ
RMD2	$R_{p8}+R_{p9}+R_{13}+R_{p32}+R_{p14}+R_{p33}+R_{p2}+R_{p3}$	15 mΩ

Paramètres du modèle de MD du hacheur sur Circuit Imprimé

La source de courant est modélisée suivant le courant du drain et inclue l'influence du recouvrement de la diode.

4.3.4 Analyse spectrale des perturbations conduites

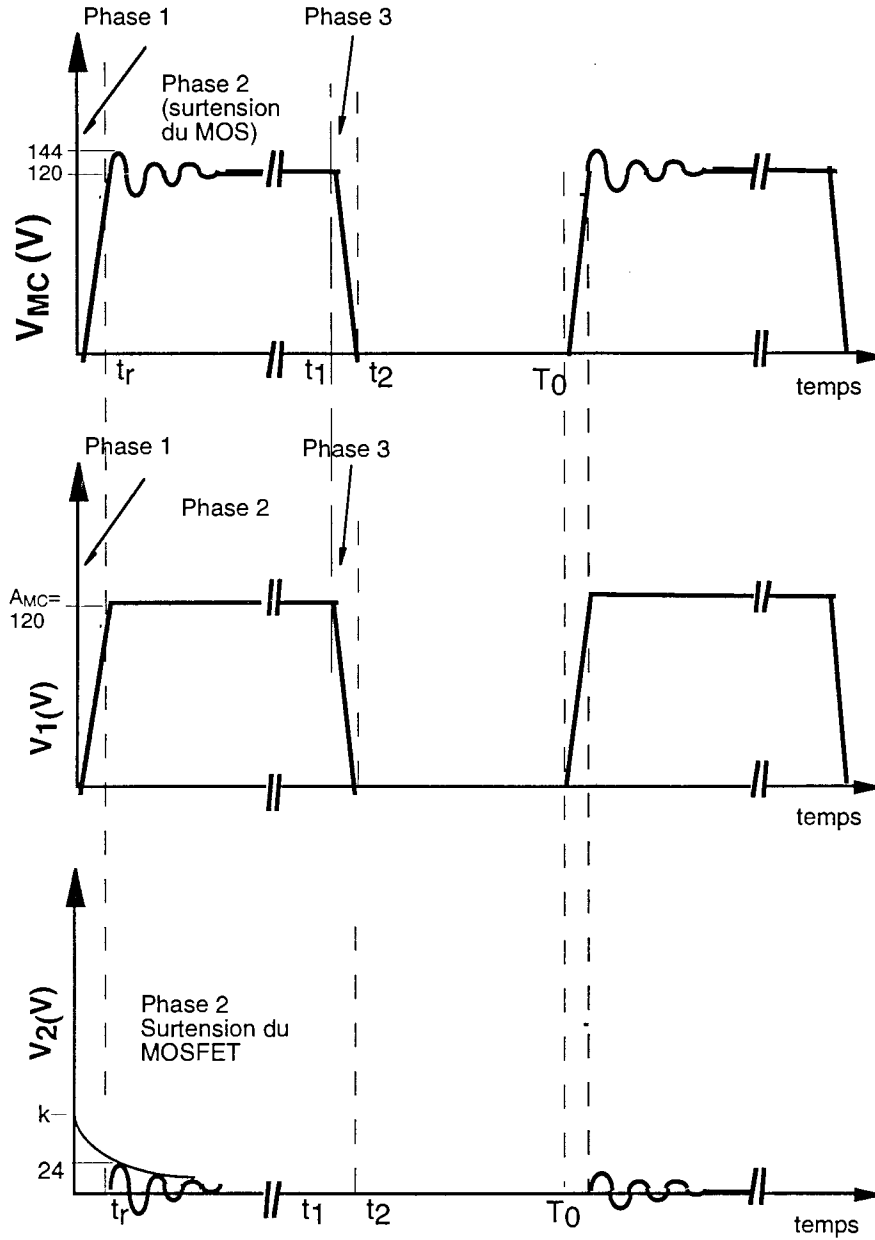
Dans ce paragraphe, nous allons calculer les spectres des perturbations de mode différentiel et de mode commun, ainsi que le spectre total des perturbations conduites. Pour cela, on va utiliser les modèles fournis dans les paragraphes précédents.

a) Spectre des perturbations de Mode Commun

L'analyse du spectre de Mode Commun sera faite à partir des schémas électriques montrés dans les figures 4.17 et 4.18.

La partie passive de ce modèle se caractérise par deux fonctions de transfert différentes à cause des deux valeurs de la capacité du point milieu, et deux chemins de propagation différents. La source de tension se caractérise par 3 phases : la première phase comprend l'évolution de la tension V_{DS} de 0 V à 120 V pendant l'ouverture, la deuxième phase correspond à la génération de la surtension, directement après l'ouverture du MOS, et la dernière phase correspond à la décroissance de la tension V_{DS} de 120 V jusqu'à 0 V à la fermeture.

Pendant la première et la troisième phase, c'est la même fonction de transfert qui s'applique. La décomposition de la tension excitatrice en 2 parties est illustrée dans la figure 4.20.


 Fig. 4.20 : Décomposition de la tension V_{DS} en 2 parties

Pour une période de découpage, on peut écrire pour les tensions $V_1(t)$, et $V_2(t)$:

$$V_1(t) = \frac{A_{MC}}{t_r} \cdot t \cdot U(t) - \frac{A_{MC}}{t_r} (t-t_r) U(t-t_r) - \frac{A_{MC}}{t_2-t_1} (t-t_1) U(t-t_1) + \frac{A_{MC}}{t_2-t_1} (t-t_2) U(t-t_2)$$

$$V_2(t) = k [e^{-\alpha(t-t_r)} \cdot \sin(\beta(t-t_r)) \cdot U(t-t_r) - e^{-\alpha(t-t_r-T_{sink})} \cdot \sin(\beta(t-t_r-T_{sink})) \cdot U(t-t_r-T_{sink})]$$

Dans la première expression, A_{MC} est l'amplitude de la tension d'alimentation ($V_{DS}=120$ V), $U(t)$ est la fonction de Heaviside, t_r est le temps de montée, et (t_2-t_1) le temps de chute. Dans la deuxième expression, α est le facteur d'amortissement, mentionnée dans le § 4.3.2.1, β est la pulsation de l'oscillation produite à l'ouverture, et k est l'amplitude de l'enveloppe de la surtension. Ces trois paramètres peuvent être obtenus en utilisant l'expression pour la surtension déduite dans le § 4.2.3,

ou par des mesures, comme c'est le cas ici. La transformée de Laplace de ces deux fonctions se calcule d'une manière classique, et on obtient :

$$V_1(p) = \frac{A_{MC}}{t_r} \cdot \frac{1}{p^2} [1 - e^{-pt_r}] - \frac{A_{MC}}{(t_2 - t_1)} \cdot \frac{1}{p^2} [e^{-pt_1} - e^{-pt_2}]$$

$$V_2(p) = k \cdot \frac{\beta}{(p + \alpha)^2 + \beta^2} [e^{-pt_r} - e^{-p(t_r + T_{sink})}]$$

Pour trouver le spectre des perturbations de Mode Commun, il faut d'abord multiplier $V_1(p)$ et $V_2(p)$ par la fonction de transfert appropriée et ensuite les périodiser. Ce processus est illustré dans la figure 4.21.

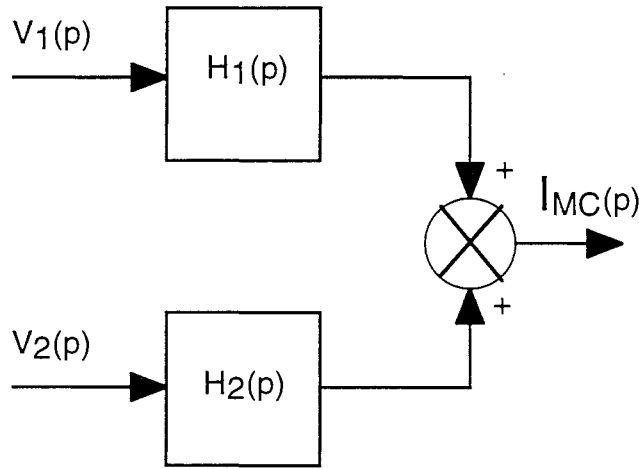


Fig. 4.21 : Courant de Mode Commun décomposé en 2 contributions

Les deux fonctions de transfert qui s'appliquent aux deux tensions excitatrices sont définies de la manière suivante :

$$H_1(p) = \frac{I_{MC}(p)}{V_{ex}(p)} \quad , \quad C_{pm} = C_{pm1}$$

$$H_2(p) = \frac{I_{MC}(p)}{V_{ex}(p)} \quad , \quad C_{pm} = C_{pm2}$$

Ainsi pour la tension de Mode Commun générée à la résistance inférieure du RSIL, on trouve :

$$V_{MC}(p) = R_{N1} [V_1(p)H_1(p) + V_2(p)H_2(p)]$$

Le spectre de Mode Commun est trouvé par périodisation de cette dernière expression. Pour la valeur crête du spectre unilatéral (période T_0), on peut écrire [tSche] :

$$|V_{MC}(j\omega_n)| = \sum_{n=1}^{\infty} 2 \cdot |C_n| \delta(\omega - \omega_n) \quad , \quad C_n = \frac{V_{MC}(j\omega_n)}{T_0}$$

Dans cette expression, $\omega_n = n\omega_0 = n \cdot \frac{2\pi}{T_0}$.

Dans la figure 4.22, on voit le spectre de Mode Commun pour les valeurs suivantes : $A_{MC}=120$, $t_r=50$ ns, $t_1=5.993$ μ s, $t_2=6.003$ μ s, $\alpha=16.05$ e6, $\beta=251.3274$ e6, $k=28$.

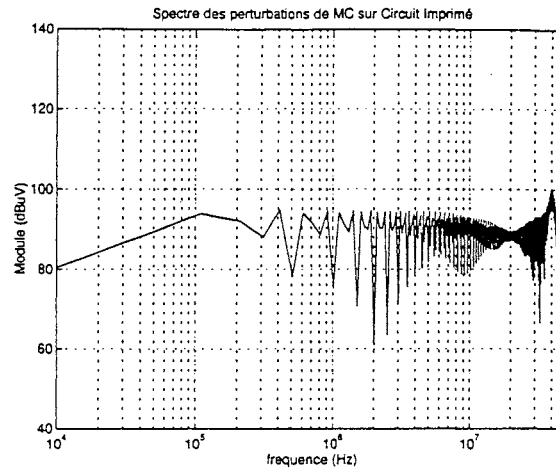


Fig. 4.22 : Spectre des perturbations de Mode Commun

b) Spectre des perturbations de Mode Différentiel

Les perturbations de Mode Différentiel seront calculées à partir du schéma électrique de la figure 4.19. Pour faciliter les calculs, on met l'origine des temps à l'instant où le courant commence à croître. Cet instant est décalé de $t_8=t'_3= 5.913$ μ s par rapport à l'origine des temps du modèle des perturbations de Mode Commun. Ce décalage n'affecte pas la forme individuelle du spectre de mode différentiel, mais doit être pris en compte lors du calcul du spectre de la somme des perturbations de Mode Commun et de Mode Différentiel pour synchroniser les deux types de perturbations.

Dans la figure 4.23, ce propos est illustré.

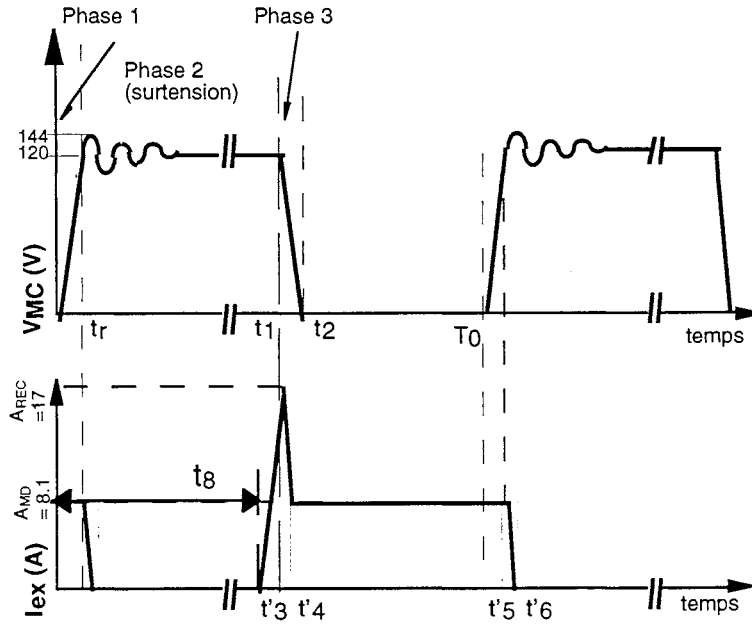


Fig. 4.23 : Tension de MC et courant de MD

Les variables t_3 , t_4 , t_5 et t_6 sont donc décalées de t_8 par rapport à t'_3 , t'_4 , t'_5 et t'_6 . La fonction temporelle du courant exciteur ($I_{ex}^*(t)$) pendant une période s'écrit :

$$\begin{aligned}
 I_{ex}^*(t) = & \frac{A_{REC}}{t_3} \cdot t \cdot U(t) - \frac{A_{REC}}{t_3} (t-t_3)U(t-t_3) - \dots \\
 & - \frac{A_{REC}-A_{MD}}{(t_4-t_3)} \cdot (t-t_3)U(t-t_3) + \frac{A_{REC}-A_{MD}}{(t_4-t_3)} (t-t_4)U(t-t_4) - \dots \\
 & - \frac{A_{MD}}{(t_6-t_5)} \cdot (t-t_5)U(t-t_5) + \frac{A_{MD}}{(t_6-t_5)} (t-t_6)U(t-t_6)
 \end{aligned}$$

La transformée de Laplace de cette fonction est :

$$I_{ex}^*(p) = \frac{A_{REC}}{t_3} \cdot \frac{1}{p^2} (1 - e^{-pt_3}) - \frac{(A_{REC}-A_{MD})}{t_4-t_3} \cdot \frac{1}{p^2} (e^{-pt_3} - e^{-pt_4}) - \frac{A_{MD}}{t_6-t_5} \cdot \frac{1}{p^2} (e^{-pt_5} - e^{-pt_6})$$

La fonction de transfert $H_{MD}(p)$ est définie comme :

$$H_{MD}(p) = \frac{I_{MD}(p)}{I_{ex}^*(p)}$$

Pour la tension de Mode Différentiel, générée aux bornes de la résistance inférieure du RSIL, on trouve :

$$V_{MD}^*(p) = R_{N1} H_{MD}(p) I_{ex}^*(p)$$

Le spectre est un spectre de raies, dont l'amplitude de la valeur crête s'écrit de la manière suivante :

$$|V^*_{MD}(j\omega_n)| = \sum_{n=1}^{\infty} 2|C_n| \delta(\omega - \omega_n) \quad \text{avec :} \quad C_n = \frac{V_{MD}(j\omega_n)}{T_0}$$

Dans cette expression $\omega_n = n \omega_0$, $R_{N1} = 50 \, \Omega$ et $T_0 = 10 \, \mu s$.

Le spectre des perturbations différentielles a été calculé pour les valeurs suivantes : $t_3 = 80 \, ns$, $t_4 = 95 \, ns$, $t_5 = 4.137 \, \mu s$, $t_6 = 4.160 \, \mu s$, $t_8 = 5.913 \, \mu s$, $T_0 = 10 \, \mu s$, $A_{REC} = 18 \, A$, $A_{MD} = 8 \, A$. Ce spectre est montré sur la figure 4.24.

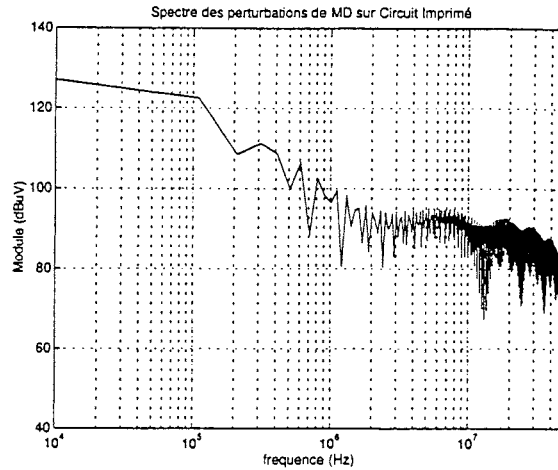


Fig. 4.24 : Spectre des perturbations de Mode Différentiel

c) Spectre total des perturbations conduites

Le spectre total des perturbations conduites est la somme des spectres de Mode Commun et de Mode Différentiel. Cependant, il faut tenir compte du décalage temporel qui existe entre les origines du temps de la source excitatrice du modèle de MC et de celle du modèle de MD. La source non-synchronisée est désignée par $I^*_{ex}(j\omega_n)$ et la source synchronisée par $I_{ex}(j\omega_n)$. Dans la figure 4.25, l'obtention du spectre total en incluant ce retard est illustrée.

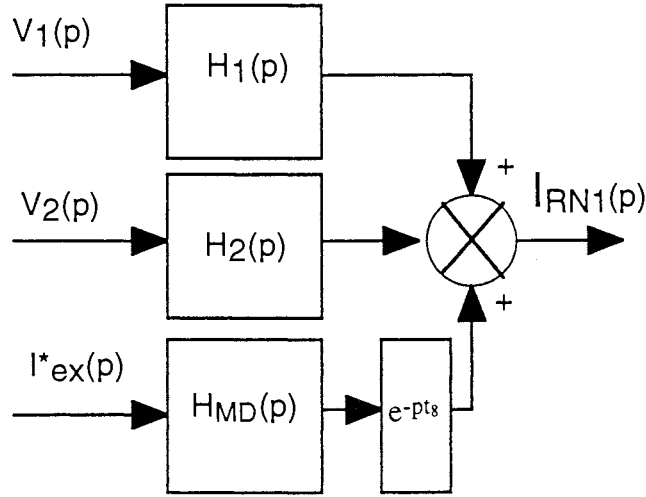


Fig. 4.25: Modèle de la somme des courants de Mode Commun et Mode Différentiel

Ainsi, nous pouvons trouver l'enveloppe du spectre total :

$$|V_N(j\omega_n)| = \sum_{n=1}^{\infty} 2 |C_n| \delta(\omega - \omega_n) \quad \text{avec}$$

$$|C_n| = \frac{R_{N1}}{T_0} [H_1(j\omega_n) V_1(j\omega_n) + H_2(j\omega_n) V_2(j\omega_n) + H_{MD}(j\omega_n) I_{MD}(j\omega_n)]$$

Le spectre $V_{MD}(j\omega_n)$ est donc trouvé en remplaçant $I^*_{ex}(j\omega_n)$ par $I_{ex}(j\omega_n) = I^*_{ex}(j\omega_n) \cdot e^{-pt_8}$.

Le spectre calculé a été comparé au spectre mesuré avec un analyseur de spectre. L'analyseur de spectre HP8560A utilisé pour cette étude, possède une détection crête, et fournit à sa sortie une valeur efficace. Pour cette raison, nous avons rajouté 3 dB aux valeurs mesurées. Dans les figures 4.26 et 4.27, on voit les spectres calculés et mesurés.

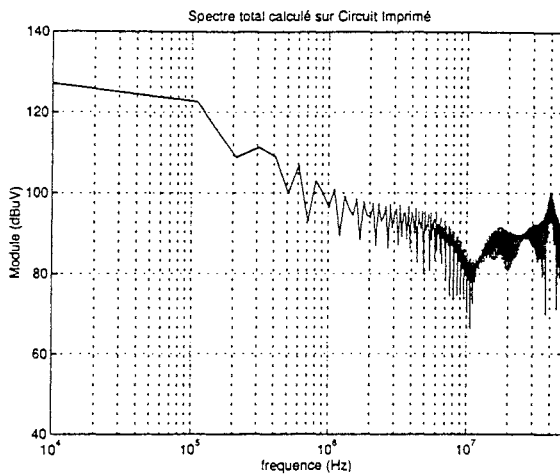


Fig. 4.26 : Spectre total calculé

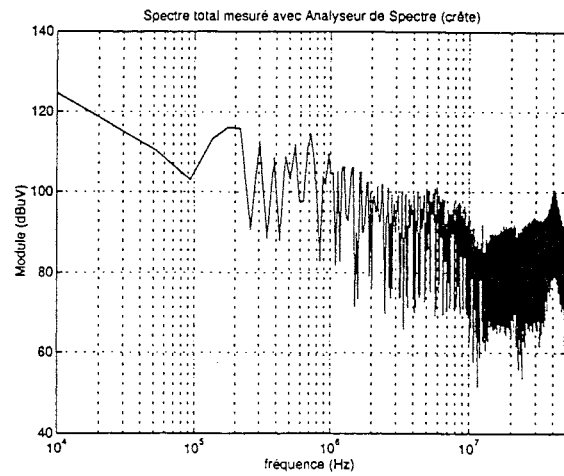


Fig. 4.27 : Spectre total mesuré

On voit une bonne concordance entre les deux spectres. L'oscillation de 40 MHz à l'ouverture du MOSFET est plus prononcée dans le spectre calculé que dans le spectre mesuré. Ceci provient en partie du fait que le modèle est très sensible vis-à-vis de la valeur de la capacité C'_{PM} , et des paramètres de la connectique. La surtension réelle est le résultat de l'interférence de deux sinusoïdes amorties, légèrement décalées, et le moindre décalage dans la synchronisation de la tension excitatrice et le courant excitateur du mode différentiel entraîne des erreurs.

Pour connaître la contribution de chacun des deux type de perturbations (MC et MD), on compare les spectres totaux avec les spectres de Mode Commun (figure 4.22) et de Mode Différentiel (figure 4.24). On voit qu'en basse fréquence, les perturbations conduites consistent principalement en des perturbations de Mode Différentiel, alors qu'en haute fréquence, elles sont dominées par des perturbations de Mode Commun.

4.3.5 Calculs des Spectres du hacheur sur SMI

On a également appliqué la méthode d'analyse des perturbations conduites au cas du hacheur réalisé sur SMI. Ce cas est différent du cas précédent, car les inductances de câblage sont très faibles, contrairement aux capacités de câblage, qui vont jouer un rôle prépondérant dans la génération des courants de Mode Commun. Par conséquent, la surtension produite à l'ouverture du MOSFET est plus faible. De ce fait, on a choisi de ne retenir qu'un seul modèle pour le Mode Commun (approche par point-milieu classique). Cependant, vu les erreurs de modélisation commises, (mauvais positionnement des capacités parasites, valeurs imprécises), on ne peut pas s'attendre à une bonne correspondance, comme ce fût le cas pour le circuit imprimé.

Les modèles électriques sont donc les mêmes que ceux dans le cas du circuit imprimé, mais les valeurs sont différentes.

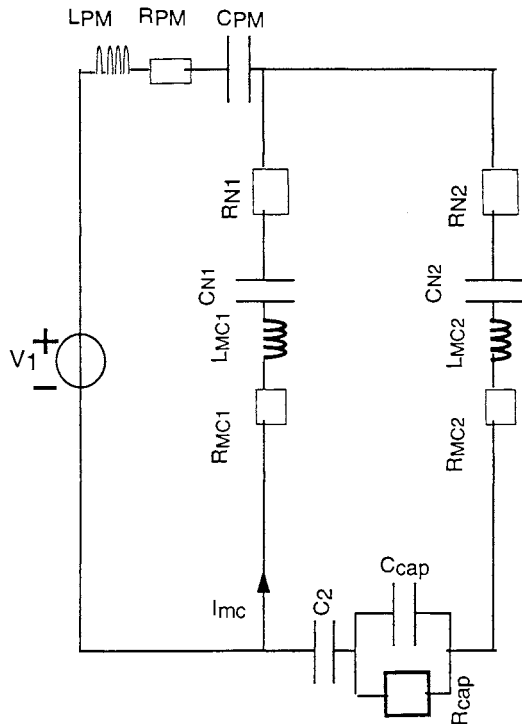


Fig. 4.28 : Modèle pour le MC : SMI

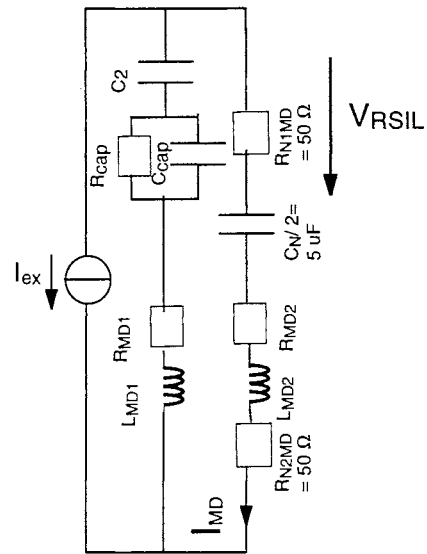


Fig. 4.29 : Modèle pour le MD : SMI

Les valeurs des paramètres du modèle de MC et MD sont montrées dans les tableaux suivants :

GRANDEUR	Éléments partiels en jeu	VALEUR
L_{pM}	$L_{p12}+L_D+L_S+L_{p4}+L_{p5}+L_{p18}+L_{vis}$	0.898 nH
C_{pm}	$C_{DR}+C_{as} \cdot C_{p9}$	337.5 pF
R_{pM}	$R_{p12}+R_D+R_S+R_{p4}+R_{p5}+R_{p18}+R_{vis}$	5 m Ω
$LMC1$	$L_{p14}+L_{p33}+L_{p2}+L_{p3}$	0.688 nH
$LMC2$	$L_{p16}+L_{p15}+L_{p8}+L_{p9}+L_{p13}+L_{p32}+L_{ESL}$	16.5 nH
$RMC1$	$R_{p14}+R_{p33}+R_{p2}+R_{p3}$	6.2 m Ω
$RMC2$	$R_{p16}+R_{p15}+R_{p8}+R_{p9}+R_{p13}+R_{p23}+R_{ESL}$	300 m Ω

Paramètres du modèle de MC du hacheur sur SMI

GRANDEUR	Éléments partiels en jeu	VALEUR
$LMD1$	$L_{p15}+L_{p16}+L_{S,elec}$	15.75 n H
$LMD2$	$L_{p8}+L_{p9}+L_{p13}+L_{p32}+L_{p14}+L_{p33}+L_{p2}+L_{p3}$	1.42 n H
$RMD1$	$R_{p15}+R_{p16}+R_{S,elec}$	293 m Ω
$RMD2$	$R_{p8}+R_{p9}+R_{13}+R_{p32}+R_{p14}+R_{p33}+R_{p2}+R_{p3}$	12.4 m Ω

Paramètres du modèle de MD du hacheur sur SMI

Les sources excitatrices sont représentées par les formes d'ondes du courant de drain (pour le MD) et la tension drain-source (pour le MC), mesurés sur la maquette. Elles sont montrées dans la figure 4.30.

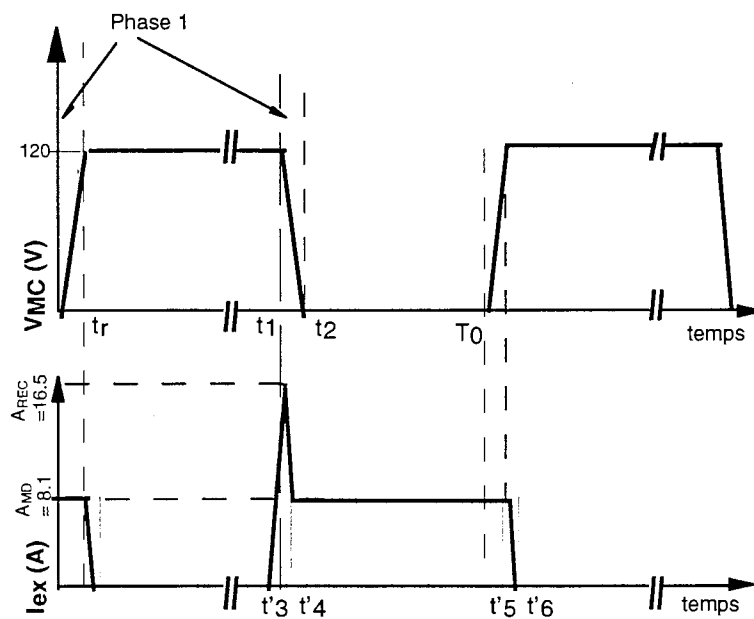


Fig.4.30 Formes d'ondes des sources excitatrices dans le cas de SMI

Pour les valeurs, on s'est basé sur les formes d'ondes mesurées dans le cas du SMI sans capacité de découplage (voir § 3.6.4). On trouve alors les valeurs suivantes.

t_r	t_1	t_2	t_3	T_0	t_4	t_5	t_6	t_8	A_{REC}	A_{MD}	A_{MC}
45 ns	5.993 μs	6.023 μs	55 ns	10 μs ,	70 ns	4.092 μs	4.112 μs	5.953 μs	17 A	8 A	120 V

Le spectre unilatéral se déduit exactement de la même façon que dans les cas du Circuit Imprimé, et on trouve :

$$|V_N(j\omega_n)| = \sum_{n=1}^{\infty} 2|C_n| \delta(\omega - \omega_n) \quad \text{avec}$$

$$|C_n| = \frac{R_{N1}}{T_0} |H_1(j\omega_n) V_1(j\omega_n) + H_{MD}(j\omega_n) I_{MD}(j\omega_n)|$$

Dans les figures 4.31, 4.32, 4.33 et 4.34, on voit respectivement les spectres calculés de MC, de MD, le spectre total calculé et le spectre total mesuré.

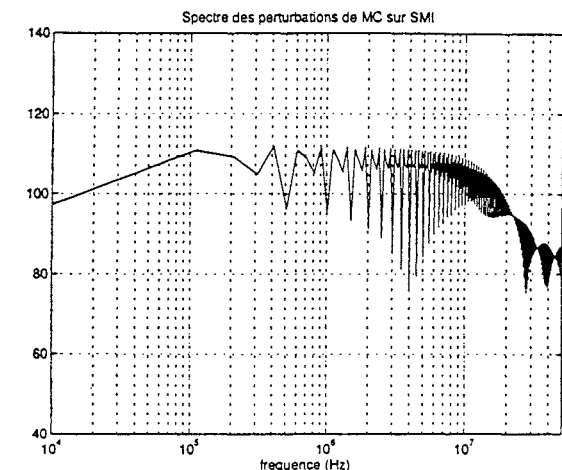


Fig. 4.31 : Spectre du MC calculé

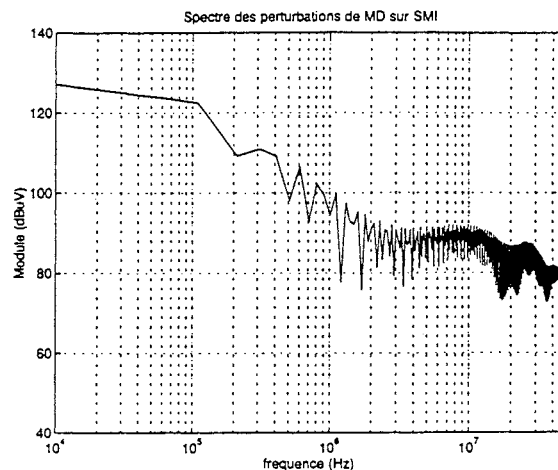


Fig. 4.32 : Spectre du MD calculé

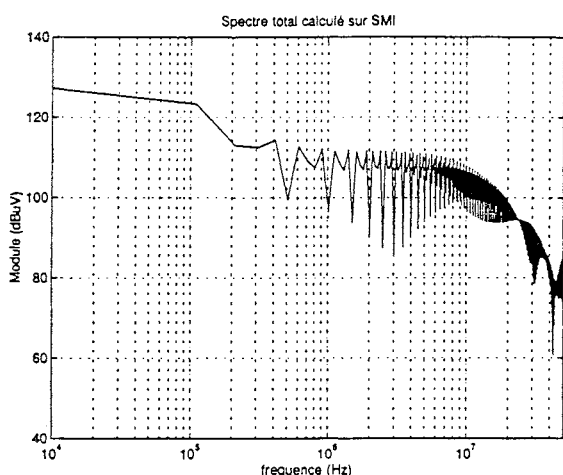


Fig. 4.33 : Spectre total calculé

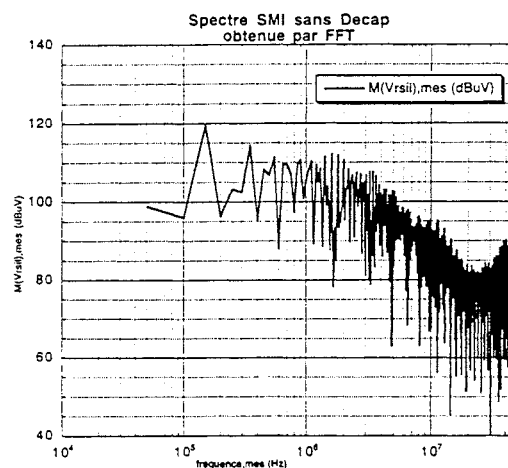


Fig. 4.34 : Spectre total mesuré
(acquisition temporelle, puis FFT)

On voit que les perturbations de MC deviennent prépondérantes dès 300 kHz, dues aux valeurs importantes des capacités des pistes.

La correspondance entre le spectre total calculé et le spectre simulé n'est pas très bonne, pour plusieurs raisons.

Le modèle est très sensible à la précision avec laquelle les temps de commutations sont obtenues. Or, des incertitudes de ≈ 10 ns existent sur les formes d'ondes du courant, et entre 5 et 10 ns sur la synchronisation des ces sources. Dans notre modèle, ces erreurs ont de très graves conséquences. On a constaté que l'incertitude de quelques ns sur la forme d'onde du courant peut entraîner une erreur considérable sur le spectre. De plus, l'algorithme de la FFT n'ayant été appliqué qu'à deux périodes avec un pas de 1 ns, la précision du spectre mesuré en haute fréquence est à mettre en cause.

Enfin, il y a les erreurs dues à la modélisation des capacités parasites (valeurs et positions).

Les limites de validité de notre modèle sont peut-être atteintes. Pour remédier aux problèmes, il faut d'une part effectuer des mesures avec encore plus de précision, et d'autre part inclure la modélisation des capacités parasites selon la méthode PEEC.

4.3.6 Approche "Conception" dans la prédétermination des perturbations émises

4.3.6.1. Introduction

Les modèles développés précédemment pour le Mode Différentiel et le Mode Commun (avec couplage MD-MC à l'ouverture du MOSFET) ont été validés en comparaison avec des mesures, et semblent relativement précis.

Toutefois, leur utilisation dans une approche "conception", où le prototype n'est bien évidemment pas disponible, nécessite une prédétermination de certaines grandeurs. Nous avons montré comment la surtension et les oscillations à l'ouverture du MOSFET peuvent être calculées à partir des seules données technologiques (§ 4.1), puis intégrées dans l'étude de la CEM. Il faut donc disposer de modèles plus au moins équivalents pour les autres paramètres à savoir :

- le dV/dt à l'ouverture et à la fermeture (modèle de MC)
- le dI/dt à l'ouverture et à la fermeture (modèle de MD)
- les paramètres du recouvrement de la Diode

Ce dernier point peut être résolu en consultant les datasheets des diodes, si l'on suppose le dI/dt connu.

Concernant l'évaluation prédictive des dI/dt et des dV/dt , nous allons tenter d'utiliser les résultats développés au LEG ces dernières années [tMeri], et évaluer les résultats obtenus sur le spectre des perturbations conduites émises.

4.3.6.2. Evaluation des fronts de courant et de tension

Pour évaluer les dV/dt et le dI/dt , on a besoin d'un certain nombre de paramètres qui dépendent de la technologie et du type des composants employés.

Le support de notre étude est toujours la cellule élémentaire de commutation, constituée par une source, le câblage de puissance, un MOSFET, et une diode de roue-libre. Cette cellule est montrée sur la figure 4.35.

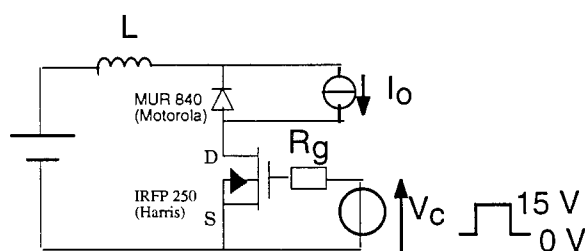


Fig. 4.35 Modèle de la cellule de commutation

Dans cette figure, L représente l'inductance de maille, R_g la résistance de grille, V_c la tension de commande, et I_0 l'amplitude du courant commuté.

Pour calculer les fronts de courant et de tension, il faut, en plus de ces données, certains paramètres du MOSFET employé. Il s'agit de la capacité C_{rss} , et de la tension de seuil du MOSFET V_{th} . Tous les deux sont donnés dans les datasheets.

Pour le dV/dt ainsi que pour le dI/dt , deux expressions différentes existent à l'ouverture ($V_c = 0$ V) et à la fermeture ($V_c = 15$ V) [tMeri]. Ces expressions sont :

Ouverture :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_{th} - V_c}{R_g C_{rss}} \quad \text{avec } V_c = 0 \text{ V}$$

$$\frac{dI}{dt} = - \sqrt{\frac{2I_0 V_{th}}{R_g C_{rss} L}}$$

Les seuls paramètres qui ne peuvent pas être obtenus à partir de données constructeurs ou par InCa sont: $R_t = R_D + R_{loop}$ et T_{sink} . Toutefois, la valeur de R_D n'est pas très critique, et sera considérée comme $R_D = 2.25 \Omega$ ($1.75 \Omega + 0.5 \Omega$ dû à la résistance série du condensateur électrochimique).

La surtension maximale aux bornes du MOSFET sera calculée à l'aide de l'expression développée au § 4.1. L'amplitude maximale de l'enveloppe de la surtension, k, s'obtient à partir de la surtension $V_{DS,max}$, de la manière suivante :

$$k = V_{DS,max} e^{\alpha \frac{T}{4}} \quad \text{avec } \alpha = \frac{R_t}{2L}$$

La valeur de T_{sink} (temps de commutation du courant drain) peut être estimée à l'aide de l'expression pour le dI/dt à l'ouverture. Ainsi, on trouve :

$$\frac{dI}{dt} = - \sqrt{\frac{2I_0 V_{th}}{R_g C_{rss} L}} \approx - \frac{I_0}{T_{sink}} \quad \text{----->} \quad T_{sink} = \sqrt{\frac{R_g C_{rss} L I_0}{2 V_{th}}}$$

Fermeture :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_{th} - V_c}{R_g C_{rss}} \quad \text{avec } V_c = 15 \text{ V}$$

$$\frac{dI}{dt} = \sqrt{\frac{2I_o (V_c - V_{th})}{R_g C_{rss} L}}$$

La seule inconnue à la fermeture est le courant de recouvrement. Il peut être estimé à partir des données constructeurs, en utilisant les expressions suivantes :

$$I_{RM}(REC) = 1,41 \cdot [Q_r \cdot dI/dt]$$

$$t_{rr} = 1,41 \cdot \sqrt{\frac{Q_r}{dI/dt}}$$

Dans ces expressions, $I_{RM}(REC)$ est la valeur crête du recouvrement, t_{rr} est le temps de recouvrement et Q_r est la charge stockée [Diode 12]. Même si le constructeur ne donne pas toujours la valeur de Q_r , celle-ci peut être calculée à partir de t_{rr} ou $I_{RM}(REC)$. Les résultats obtenus par ces expressions sont tout-à-fait conformes aux mesures.

4.3.6.3. Extraction des paramètres nécessaires pour une approche "Conception"

L'approche "conception" présentée ici sera appliquée au cas du hacheur réalisé sur Circuit Imprimé. Les modèles applicables pour prédire les perturbations de Mode Commun et de Mode Différentiel ne seront pas répétés ici, car ce sont les mêmes que dans § 4.3. Les modèles du MC seront ceux des figures 4.17 et 4.18, et le modèle du MD celui de la figure 4.19. Les paramètres nécessaires seront calculés à l'aide des expressions développées précédemment. Dans la figure 4.36, la signification des divers paramètres est rappelée.

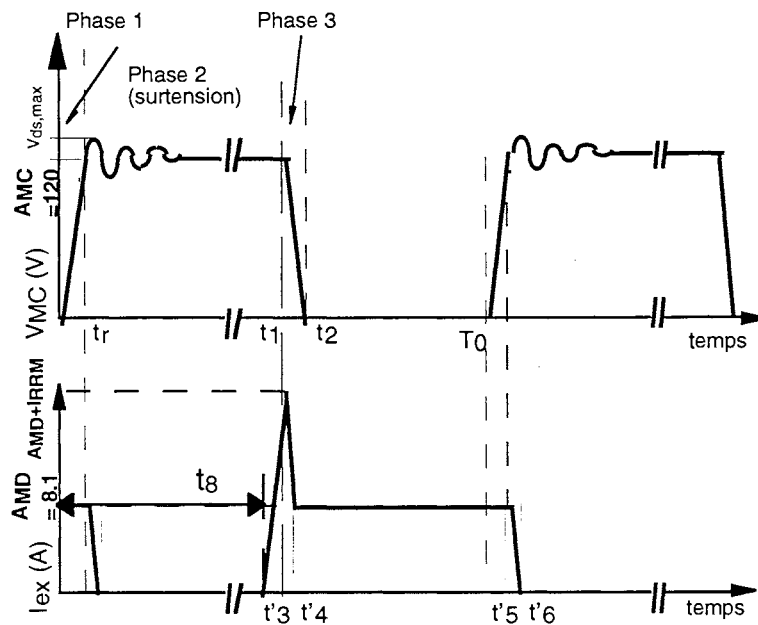


Fig. 4.36 Formes d'ondes des sources excitatrices avec paramètres pour la conception

Dans le tableau suivant, l'obtention de ces paramètres est montrée. On note que pour le courant, on a mis l'origine du temps au début du recouvrement (t_3 dans la figure 4.36).

t_r	t_1	t_2	t_3	T_0	t_4	t_5	t_6	t_8	A_{REC}	A_{MD}	A_{MC}
$\frac{A_{MC}}{dV/dt}$	$0,5 T_0$	$t_1 - \frac{A_{MC}}{dV/dt}$	$\frac{A_{REC}}{dI/dt}$	T_0	$\frac{A_{REC} - A_{MD}}{2 dI/dt}$	$T_0 + t_r - t_8$	$t_5 + \frac{A_{MD}}{dI/dt}$	$t_1 - t_3$	$A_{MD} + I_{RRM}$	I_o	V_{alim}

Les valeurs des paramètres A_{REC} , A_{MD} , A_{MC} , T_0 sont les mêmes que dans le chapitre 4.3.

4.3.6.4 Application de l'approche "Conception" au hacheur sur Circuit Imprimé.

Dans les figures 4.37 et 4.38, on voit le niveau des perturbations de Mode Commun, calculé avec les paramètres estimés, ainsi que celui avec les paramètres calculés à partir de mesures.

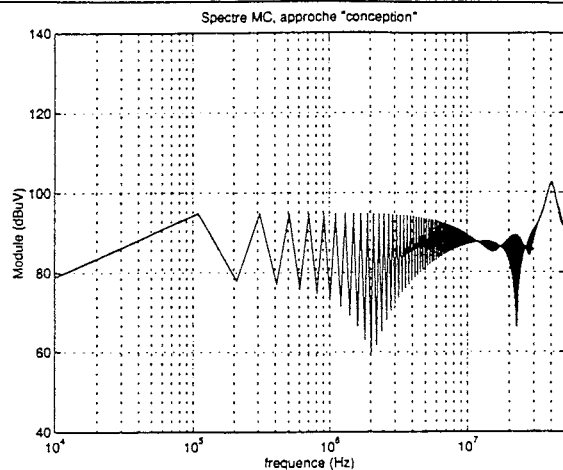


Fig. 4.37 : Spectre de MC, fronts estimés

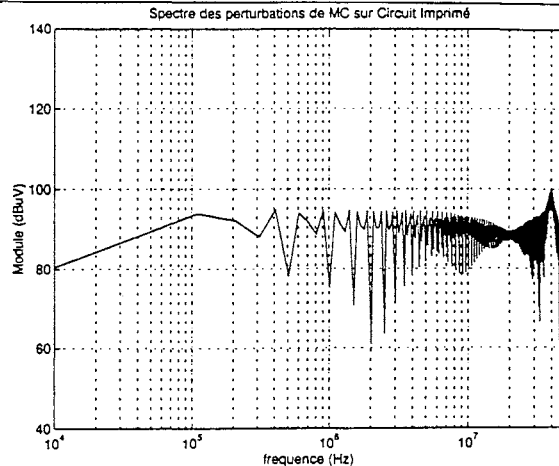


Fig. 4.38 : Spectre de MC, fronts mesurés

Concernant le Mode Commun, la correspondance est assez bonne sur toute la gamme de fréquence, malgré des dV/dt plus faibles obtenus par le modèle ($1600 \text{ V}/\mu\text{s}$ estimé, au lieu de $2600 \text{ V}/\mu\text{s}$ mesuré pour l'ouverture, et $4400 \text{ V}/\mu\text{s}$ estimé au lieu de $10\text{kV}/\mu\text{s}$ mesuré à la fermeture). Ceci peut s'expliquer par le fait qu'aux fréquences où ces fronts interviennent (quelques dizaines de MHz), c'est le couplage MD/MC qui est prépondérant. L'erreur est donc atténuée.

Dans les figures 4.39 et 4.40, on voit les niveaux des perturbations de MD.

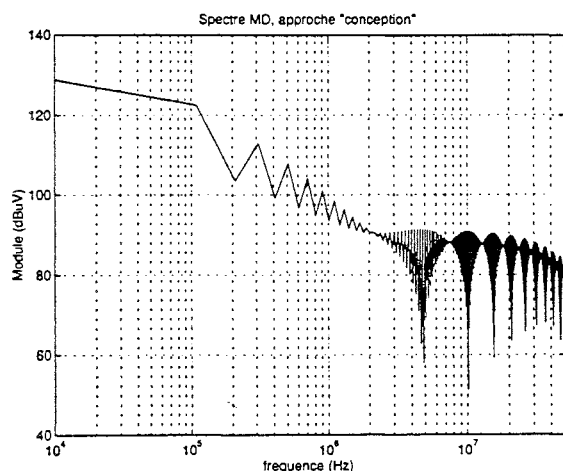


Fig. 4.39 : Spectre de MD, fronts estimés

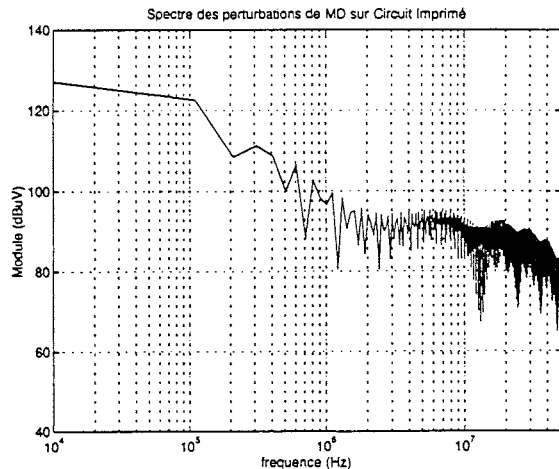


Fig. 4.40 : Spectre de MD, fronts mesurés

La correspondance est très bonne jusqu'à plusieurs MHz. Au delà, l'imprécision sur les fronts estimés dégrade un peu les résultats ($350 \text{ A}/\mu\text{s}$ mesuré contre $400 \text{ A}/\mu\text{s}$ estimé à l'ouverture, mais $225 \text{ A}/\mu\text{s}$ mesuré contre $1050 \text{ A}/\mu\text{s}$ estimé à la fermeture).

Les figures 4.41 et 4.42 donnent les spectres totaux.

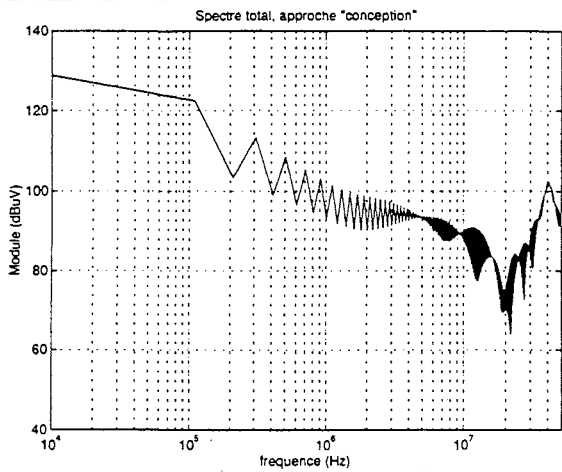


Fig. 4.41 : Spectre Total, fronts estimés

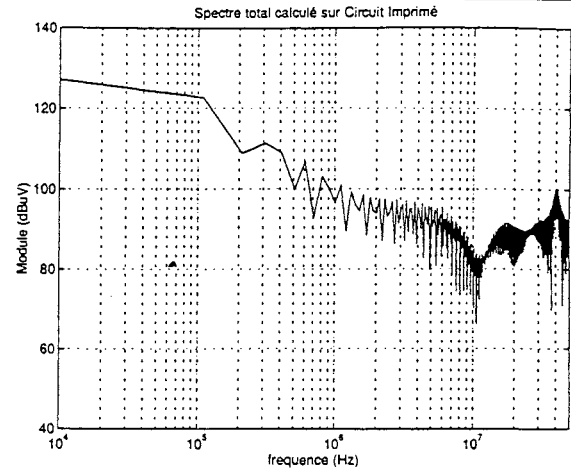


Fig. 4.42 : Spectre Total, fronts mesurés

On donnera également le spectre total mesuré.

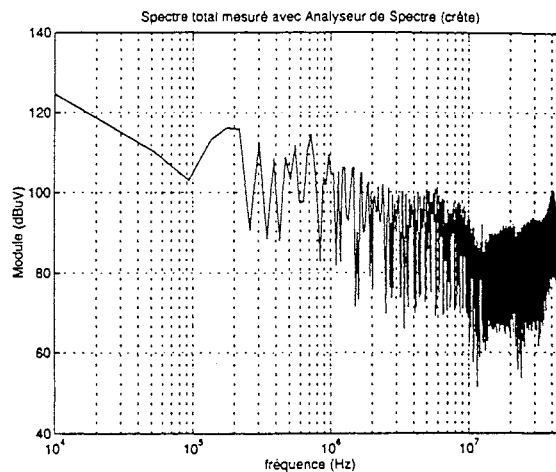


Fig. 4.43 : Spectre Total mesuré (Analyseur de Spectre).

On note une bonne correspondance entre le spectre total calculé à partir de fronts estimés et celui calculé à partir de fronts mesurés. La différence se situe au niveau de la fréquence des creux : dans le cas des fronts estimés celui ci se trouve à 20 MHz environ, alors que dans le cas des fronts mesurés, ce creux se trouve aux alentours de 10 MHz. Le creux à front estimés est également un peu plus profond (75 dBuV) que le creux à fronts mesurés (83 dBuV). Cette différence vient d'une précision modeste des expressions d'estimation de ces fronts.

Par contre la décomposition du spectre total en un spectre de MC et un spectre de MD est relativement bien prédite par le modèle à fronts estimés. L'amplitude de la crête à 40 MHz (surtension à l'ouverture du MOS) est également bien prédite par le modèle à fronts estimés (102 dBuV contre 100 dBuV avec le modèle à fronts mesurés, et le spectre mesuré).

La méthode proposée permet donc d'obtenir les spectres des perturbations conduites à partir de données constructeurs et des paramètres technologiques, et est donc utilisable dans une démarche de conception.

On retiendra que le modèle des perturbations CEM proposé n'est pas très sensible à une mauvaise estimation des fronts dans le cas traité: des erreurs importantes (dI/dt à la fermeture) ne modifient pas fondamentalement les résultats.

4.3.6.5 Conclusion sur l'approche "Conception"

Les modèles harmoniques de prédiction des perturbations conduites développés semblent utilisables dans une approche "conception" en lien avec les formulations disponibles pour prévoir les fronts des sources d'excitation. La contribution de chacun des deux modes de perturbations (MC et MD) est bien évaluée par ce modèle.

La précision obtenue dans cette approche n'est pas parfaite, mais peut néanmoins donner des indications intéressantes dans la phase de conception d'un convertisseur.

Chapitre 5

CONCLUSION

L'objet de cette thèse était de montrer qu'il est maintenant raisonnable de vouloir prendre en compte les phénomènes électriques rapides dans la simulation des convertisseurs statiques.

Cette prise en compte nécessite une précision accrue des modèles, que ce soit pour les semiconducteurs, les éléments passifs (selfs, condensateurs) ou le câblage, qui ne peut plus être considéré comme idéal face aux fronts auxquels il est soumis.

Après une étude bibliographique poussée concernant ces divers modèles, nous avons retenus :

- la méthode PEEC pour la modélisation du câblage (implantée dans le logiciel InCa, développé au LEG)
- le modèle de MOSFET de puissance proposé dans la librairie de PSPICE, amélioré par l'utilisation du module "PARTS"
- un modèle de Diode proposé par l'ENS de Cachan, puisque celui de PSPICE n'était pas suffisamment précis
- des modèles expérimentaux pour les condensateurs utilisés

Pour tester ces modèles dans une application d'électronique de puissance à la fois simple et représentative, nous avons été conduits à élargir la notion de cellule de commutation pour prendre en compte les phénomènes CEM. La cellule de commutation minimale nécessaire à une étude représentative a été réalisée sous forme d'un hacheur série en deux technologies différentes, Circuit Imprimé et Substrat Métallique Isolé (SMI). La présence d'un condensateur céramique de découplage supplémentaire, en complément d'un condensateur électrochimique d'entrée a été également traitée.

Les résultats de simulation complète, incluant tous les modèles fins donnent des résultats satisfaisants dans les domaines temporel et fréquentiel concernant la prédiction de la compatibilité électromagnétique du convertisseur sur Circuit Imprimé.

Cependant, quelques lacunes ont été constatées, notamment en ce qui concerne les modèles de semiconducteurs et de la représentation capacitive du câblage.

Concernant les composants actifs, le modèle de MOSFET proposé par PSPICE et complété par le module "PARTS" d'extraction des paramètres est relativement précis (même si les dV/dt simulés sont un peu plus faibles). Cependant, les données à fournir au module "PARTS" sont difficilement compatibles avec une philosophie de prédiction. En effet, non seulement le courant de charge est demandé (modèle valable autour d'un point de fonctionnement), ce qui n'est pas réellement gênant si on désire concevoir un convertisseur autour du point nominal, mais le temps de commutation lui-même est nécessaire, ce qui est en pleine contradiction avec la notion de prévision.

Concernant la diode de puissance, il a été montré que le modèle de PSPICE, même amélioré par l'utilisation de "PARTS" est absolument inutilisable pour une étude de compatibilité électromagnétique. Nous avons dû nous rabattre sur un modèle comportemental permettant de reconstituer les formes d'ondes en commutation, mais qui ne constitue pas non plus un modèle utilisable en conception. Des travaux sur la modélisation de la diode devraient être entrepris, car ce point est à l'heure actuelle un verrou important à la simulation fine en électronique de puissance. Enfin, la confrontation simulation/expérience dans le cas du SMI a montré que la représentation capacitive du câblage proposée était insuffisante. Il faudra implanter la méthode complète, issue de la théorie développée au chapitre 1.

Malgré ces limitations, on peut quand même conclure qu'il est maintenant possible d'envisager une simulation complète d'un convertisseur statique en intégrant les transitions rapides, et d'effectuer une analyse de compatibilité électromagnétique à partir de ces simulations.

Toutefois, devant la difficulté et la durée des simulations fines, il semble que cette approche soit trop lourde pour être intégrée dans une démarche de conception "en aveugle", où l'on recherche un schéma d'implantation à partir de rien. Elle devra être réservée à la validation finale de l'implantation.

Dans la perspective de la conception, et pour compléter cette approche de simulation, des modèles plus simples ont été proposés, certains ayant été obtenus en se basant sur les résultats de simulations fines.

La surtension à l'ouverture d'un MOSFET est maintenant une conséquence de l'implantation technologique d'un convertisseur, et se calcule analytiquement.

Par ailleurs, des modèles harmoniques, visant à prédire le niveau des perturbations conduites sont disponibles, intégrant même certains aspects du couplage Mode Différentiel/Mode Commun. Ces modèles ont été validés à partir des résultats de mesure. Ils ont l'avantage d'être très rapides, et leur utilisation permet une comparaison spectrale directe avec les normes en vigueur.

Leur inconvénient majeur est qu'ils nécessitent certaines données (dI/dt , dV/dt), difficilement connues lors de la conception.

Les résultats des travaux effectués au LEG ces dernières années dans le domaine de la prédiction de ces paramètres ont été intégrés pour permettre une réelle approche "conception", intégrant la Compatibilité Electromagnétique en Electronique de puissance.

Cette voie devra être poursuivie et encore améliorée.

Littérature

- [1] A.E. Ruehli "Inductance calculations in a complex integrated circuit environment".
IBM Journal on R&D, Sept. 1972.
- [2] A.E. Ruehli "Equivalent circuit models for three dimensional multiconductor systems".
IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT 22, Mars 1974.
- [3] A.E. Ruehli, N. Rover, P.A. Brennan "Three dimensional inductance computations with partial element equivalent circuits".
IBM Journal on R&D, vol.23, n°6, Nov. 1979.
- [4] A.E. Ruehli "Survey of computer aided electrical analysis of integrated circuit interconnections".
IBM Journal on R&D, vol.23, n°6, Nov. 1979.
- [5] A.E. Ruehli, H. Heeb "Three dimensional interconnect analysis using partial element equivalent circuits".
IEEE Transaction on Circuits & Systems, vol.39, n°11, Nov. 1992.
- [6] A. Gopinath, D. Sylvester "Calculation of inductance of Finite-Length strips and its variation with frequency".
IEEE Transaction on Microwave Theory & Techniques, vol. MTT, 21, Juin 1973.
- [7] A. Gopinath, B. Easter "Moment method of calculating discontinuity inductance of microstrip right angled blends".
IEEE Transaction on Microwave Theory & Techniques, vol. , Oct. 1974.
- [8] A. Gopinath, A.F. Thomson "Calculation of microstrip discontinuity inductances".
IEEE Transaction on Microwave Theory & Techniques, vol. MTT 23, n° 87, Aug. 1975.
- [9] A. Deri, G. Tevan, A. Semlyen, A. Castanheira "The complex ground return plane. A simplified model for homogeneous and multi-layers earth return".
IEEE Transaction on Power Apparatus & Systems, vol. PAS 100, n°8, Aug. 1981.
- [10] W.T. Weeks, L.L. Wu, M.F. Mc Allister, A. Singh "Resistive and inductive skin effect in rectangular conductors".
IBM Journal on R & D, vol.23, n°6, Nov. 1979.
- [11] T.V. Dinh, B. Carbon, N. Daoud, J. Chilo "Electromagnetic modelling of conductive or superconductive micro-strip lines, using SPICE as Electromagnetic solver".
J. Physique III, France 2, Nov. 1992, 2165-2174.
- [12] C. Hoer, C. Love "Exact inductance equations for rectangular conductors with application to more complicated geometries".
J. Research of the National Bureau of Standards, vol.69 C, n°2, Aug. 1967.
- [13] E.B. Rosa "On the geometrical mean distances of rectangular areas and the calculation of self inductance".
J. Research of the National Bureau of Standards, vol.3, n°1, 1907.
- [14] J-L. Schanen, E. Clavel, J. Roudet "Modeling of low inductive conductors the planar busbar structure".
IEEE-IAS'94 Conference
- [15] J-L. Schanen, J. Roudet, H. Morel "Prédétermination des inductances de câblage pour la simulation fine des convertisseurs".
CEM'94 Conference
- [16] J-L. Schanen, C. Guérin, J. Roudet, G. Meunier "Influence of a conductive plane on loop inductance".
CEFC'94 Conference
- [17] J-L. Schanen, C. Guérin, J. Roudet, G. Meunier "Modeling of printed circuit board loop inductance".
IEEE Transaction on Magnetics, 1993.
- [18] E. Clavel, J-L. Schanen, J. Roudet "Electromagnetic modeling of a power module case".
EURO EM ' 94 Conference.
- [19] W.T. Weeks "Synthesis of equivalent circuits for large line ar passive package networks".
IEEE International Symposium on Circuits & Systems, 1981.
- [20] A.E. Ruehli, P. K. Wolff Sr "Inductance computations for complex three dimensional geometries".
IEEE International Symposium on Circuits & Systems, 1981. p.16-19
- [21] A.E. Ruehli, N. Kulasza, J. Pivnichny "Inductance of non straight conductors close to a ground return plane".
IEEE Transaction on Microwave Theory & Techniques, Aug. 1975.
- [22] A.E. Ruehli, H. Heeb "Circuit models for three-dimensional geometries including dielectrics".
IEEE Transaction on Microwave Theory & Techniques, vol.40, n°7, Jul. 1992

- [23] A.E. Ruehli, P.A. Brennan "Efficient capacitance calculations for three dimensional multiconductor systems".
IEEE Transaction on Microwave Theory & Techniques, vol. MTT 21, n°2, Feb. 1973.
- [24] A.R. Djordjevic, C.K. Allen, T.K. Sarkar, Z.A. Maricevic "Inductance of perfectly conducting foils including spiral conductors".
IEEE Transaction on Microwave Theory & Techniques, vol.30, n°10, Oct. 1990.
- [25] L.T. Hwang, I. Turlik "A review of the skin effect as applied to thin film interconnections".
IEEE Transaction on Components, Hybrids, and Manufacturing technology, vol.15, n°1, Feb.1992.
- [26] R.F. German, H.W. Ott, C.R. Paul "Effect of an image plane on printed circuit board radiation".
IEEE Int. Symp. on EMC, 1990, p.284-291.
- [27] S. Daijavad, J. Janak, H. Heeb, A. Ruehli, D. Mc Bride "A fast method for computing radiation from printed circuit boards".
IEEE Int. Symposium on EMC, 1990, p.300-303
- [28] D.G. Swanson "Simulating EM fields"
IEEE Spectrum, Nov. 1991, p.34-37.
- [29] G.L. Skibinski, D.M. Divan "Design methodology & modeling of low inductance planar bus structure".
EPE'93 Conference Record, vol.3, p.98-105.
- [30] R.F. Milson "Electromagnetic computer modeling for EMC (integral methods)".
IEE Proc. Sciences, Measurement & Technolog, vol.141, n°3, July 1994.
- [31] A.R. Djordjevic, T.K. Sarkar "Closed form formulas for frequency dependent resistance and inductance per unit length of microstrip and strip transmission lines".
IEEE Transaction on Microwave Theory & Techniques, vol.42, n°2, Feb. 1994.
- [32] S.J. Porter, J.F. Dawson "Electromagnetic modeling for EMC using finite methods".
IEE Proc. Science, Measurement & Technology, vol.141, n°4, July 1994.
- [33] G. Cerri, R. de Lea, V. Mariani Primiani "A rigorous model for radiated emission prediction in PCB circuits".
IEEE Transaction on EMC, vol.35, n°1, Feb.1993.
- [34] A. Salinas, R. Gomez Martin, A. Rubio Bertones, I. Sanchez Garcia "Modelling of straight thin wires using time domain electric field integral equations".
IEE Proc. Microwave Antennas & Propagation, vol.141, n°2, April 1994.
- [35] Y.L. Li, C.H. Liu "Simplified green's functions for calculating capacitance and inductance of multiconductor transmission lines in multilayered media".
IEE Proc. Microwave Antennas & Propagation, vol.141, n°2, April 1994.
- [36] P.H. Harms, R. Mittra "Equivalent circuits for multiconductor microstrip bend discontinuities".
IEEE Transaction on Microwave Theory & Techniques, vol.41, n°1, Jan.1993.
- [37] C.W. Chiu, R.B. Wu "A moment method analysis for coplanar waveguide discontinuity inductances".
IEEE Transaction on Microwave Theory & Techniques, vol.41, n°9, Sept. 1993.
- [38] R.F. Milsom, K.J. Scott, P.R. Simons "Reduced equivalent circuit model for PCB".
Philips Journal of Research, vol.48, n°1-2, 1994.
- [39] R. Du Cloux, G.P.J.E.M. Maas, A.J.H. Wachters "Quasi-static boundary element method for electromagnetic simulation of PCBs".
Philips Journal of Research, vol.48, n°1-2, 1994.
- [40] A.E. Ruehli, P.A. Brennan "Capacitance models for integrated circuit metallisation wires".
IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC10, n°6, Dec. 1975.
- [41] A.E. Ruehli, H. Heeb "Approximate time-domain models of three dimensional interconnects".
Proc. IEEE Int. Conf. on Computer Design : VLSI in computers & Processors, 1990.
- [42] O. Bottauscio, E. Cardelli, M. Chiampi, D. Chiambaglio, M. Gimignani, M. Raugi "Comparison between finite element and integral equation modeling of power busbar systems".
Proc. of 2nd Intern. Conf. on Computation in Electromagnetics, p.28-31, 1994.
- [43] K. Nakamata, M. Nishimura "Frequency analysis of IC package inductance by the partial element equivalent circuit (PEEC) method".
Electronics & Communications in Japan, part 2, vol.75, n°11, 1992.

- [44] D.K. Reitan "Accurate determination of the capacitance of rectangular parallel plate capacitors".
Journal of Applied Physics, vol.30, n°2, Feb. 1959.
- [45] T.A. Johnson "Reduction of very large symmetric non sparse inductance matrices".
IEEE International Symposium on Circuits & Systems, 1987, p.20-22
- [46] E. Bogatin "Design rules for microstrip capacitance".
IEEE Transaction on Components, Hybrids & Manufacturing Technology, vol.11, n°3, Sept. 1988;
- [47] P.D. Patel "Calculation of capacitance coefficients of irregular finite conductors on a dielectric sheet".
IEEE Transaction on Microwave Theory & Techniques, vol. MTT 19, n°11, Nov. 1971.
- [48] K. Nabors, J. White "Fast Cap : A multipole 3-D capacitance extraction program".
IEEE Transaction on CAD, vol.10, n°11, Nov. 1991.
- [49] J-L. Schanen, E. Clavel, J. Roudet "Influence of an impedance step in interconnection inductance calculation".
Compumag'95, Conference
- [50] Z.J. Csendes, J.R. Haman "Surge arrester voltage distribution analysis by the finite element method".
IEEE Transaction on Power Apparatus & Systems, vol.PAS-100, n°4, April 1981.
- [51] J. Van Bladel "Circuit parameters from Maxwell's equations".
J. Applied Sci. Research, vol.28, n°4/5, p.38, 1973.
- [52] J.F. Janak, D.D. Ling, H.M. Huang "C3DSTAR : A3D wiring capacitance calculator".
Proc. of IEEE Int. Conf. on CAD, 1989, p.530-533.
- [53] M. Kamon, M.J. Tsuk, J.K. White "FASTHENRY : a multipole accelerated inductance extraction program".
IEEE Transaction on MTT, vol.42, n°9, Sept.1994.
- [54] T. Sakurai, K. Tamaru "Simple formuls for two and three dimensional capacitances".
IEEE Transaction on Electronic Devices, vol.ED30, n°2, Feb. 1983.
- [55] A.C. Cangellaris, J-L. Prince, L-P. Vakanas "Frequency dependent inductance and resistance calculation for 3D structures in high speed interconnect systems".
IEEE Transaction on Component., Hyb & Manuf. Tech, vol.13, n°1, March 1990.
- [56] K. Nabors, S. Kim, J. White "Fast capacitance extraction of general three dimensional structures".
IEEE Transaction on MTT, vol.40, n°7; July 1992.
- [57] L.B. Gravelle, P.F. Wilson "EMI/EMC in printed circuit boards. A literature review".
IEEE Transaction on EMC, vol.34, n°2, Nov. 1992.
- [58] D. Theune, R. Thiele, W. John, T. Lengauer "Robust method for EMC driven routing".
IEEE Transaction on CAD of integrated circuits and systems, vol.13, n°11, Nov. 1994.
- [59] T. Vu Dinh, B. Cabon, J. Chilo "Spice simulation of lossy and coupled interconnection lines".
IEEE Transaction on Components, Pack. & Manuf. Technology, part.B, Advanced packaging, vol.17, n°2, May 1994.
- [60] T. Vu Dinh, B. Cabon, J. Chilo "New skin-effect equivalent circuit".
Electronic Letters, Sept. 1990, vol.26, n°19.
- [61] C. Wei, R.F. Harrington, J.R. Mautz, T.K. Sarkar "Multiconductor transmission lines in multilayered dielectric media".
IEEE Transaction on MTT, vol.32, n°4, April 1984.
- [62] A.E. Ruehli, H. Heeb, J. Janak, S. Daijavad "Simulating electromagnetic radiation of printed circuit board".
Proc. IEEE Conf. on Computer Aided Design, pp 392-395, 1990.
- [63] O. Pedersen "Modeling of power and ground planes".
Proc. of 1991 Internat. Electronic Packaging Conference, p.652, vol.2, Sept. 1991.
- [64] C.S. Chang "Electrical design of signal lines for multilayer printed circuit boards".
IBM Journal of R & D, vol.32, n°5, Sept. 1988.
- [65] T.S. Smith, C.R. Paul "Effect of grid spacing on the inductance of ground grids".
IEEE Inter. Symposium on EMC, p.70-77, 1991.
- [66] T. Hsu "The validity of using image plane theory to predict printed circuit board radiation".
IEEE Int. Symp. on EMC, p.58-60, 1991.

- [67] R. Scheich, J. Roudet "EMI Conducted emission in the differential mode emanating from an SCR : phenomena and noise level prediction".
IEEE Transaction on Power Electronics, vol.10, n°2, March 1995.
- [68] C.R. Paul, D.R. Bush "Radiated emissions from common mode currents".
IEEE Internat. Symposium on EMC, p.197-203, 1987.
- [69] M.J. Nave "Prediction of conducted emissions in switched mode power supplies".
IEEE Internat. Symposium on EMC, p.167-173, 1986.
- [70] F. Lin, D.Y. Chen "Reduction of power supply EMI Emission Switching Frequency Modulation".
IEEE Transaction on Power Electronics, vol.9, n°1, January 1994
- [71] D.A. Stone, B. Chambers "Effect of spread spectrum modulation of switched mode power converter PWM carrier frequencies on conducted EMI".
Electronic Letters, vol.31, n°10, p.769-770, 1995.
- [72] J-L. Schanen, J. Roudet, F. Mérienne "Common mode current prediction in power electronics converters"
Proceedings ICEEA'95", ICEEA'95 Conference (Turin, Italy), p.143-146.
- [73] T. Ninomiya, M. Nakahara, H. Fajima, K. Harada "Backward noise generation in forward DC to DC converters".
IEEE Transaction on Power Electronics, vol.PE2, n°3, p.208-217, July 1987.
- [74] A.C. Wang, S.R. Sanders "Programmed Pulse Width Modulation Waveforms for Electromagnetic Interference Mitigation in DC/DC converters".
IEEE Transaction on Power Electronics, vol.8, n°4, p.596-604, Oct. 1993.
- [75] P. Caldeira, R. Liu, D. Dalal, W.J. Gu "Comparison of EMI performance of PWM and resonant power converters".
PESC'93 Conference, p.134-140.
- [76] C.R. Paul "Modeling electromagnetic interference properties of printed circuit boards".
IBM J. Res. & D., vol.33, n°1, Jan. 1989, p.259-266.
- [77] T. Guo, D.Y. Chen, F.C. Lee "Diagnosis of power supply conducted EMI using a noise separator".
IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC Proceedings, p.259-266, 1995.
- [78] Y.F. Zhang, L. Yang, C.Q. Lee "Optimal design of integrated EMI Filter".
IEEE APEC Proceedings, p.274-280, 1995.
- [79] R. Scheich, J. Roudet, A. Orlandi "Origin and propagation of common mode currents occurring in a bridge rectifier".
INTELEC'93, Paris, session 37.C.3.
- [80] J. Mahdavi, J. Roudet, R. Scheich, J-P. Rognon "Conducted RFI Emission from an AC/DC converter with sinusoidal line current".
IEEE Industrial Applications Conference IAS'93 , Toronto, Canada.
- [81] R.F. Milsom, P.A. Jamieson, K.J. Scott "EMI prediction in system level simulation".
EMC Zürich Conference, 1995, p. 215-220.
- [82] A. Ruehli "Recent progress in circuit oriented modeling techniques for EMC".
EMC Zürich, 1995, p.173-178.
- [83] H. Heeb "EMI simulation using retarded Partial Element Equivalent Circuits and Asymptotic Waveform Evaluation".
EMC Zürich, 1995, p.191-195.
- [84] W. Liniger, A. Ruehli "Time domain integration methods for electric field integral equations".
EMC Zürich, 1995, p.209-214.
- [85] R. Du Cloux, W.J. de Graaf, C.P.J.F.M Maas, R.W.C. Van der Veen "EMC simulations and measurements".
EMC Zürich, 1995, p.185-190.
- [86] R. Khazaka, E. Chiptout, M. Nakhla, Q.J. Zhang "Analysis of high speed interconnects with frequency dependent parameters".
EMC Zürich, 1995, p.203-208.
- [87] A. Ruehli, C.R. Paul, J. Garrett "Efficient frequency domain solutions for sPEEC EFIE for modeling 3D Geometries".
EMC Zürich, 1995, p.179,184.
- [88] A. Genna, S. Poretta "Theoretical and experimental evaluation of radio frequency emission from medium power inverters".
EMC Roma'94, p.477-481.

- [89] B. Danker "The decoupling of DC supply lines".
EMC Roma'94, p.177-182.
- [90] M. Lardellier, G. Rojat, E. Labouré, F. Costa "Electromagnetic disturbances in commutation cells for different technologies of silicon components".
EMC Roma'94, p.465-470.
- [91] S. Piedra, J.E. Fernandez, J. Basterrechea, M.F. Catedra "Computer tools for the analysis of electromagnetic compatibility in switched mode power supplies".
EMC Roma'94, p.134-139.
- [92] R.W. Dockey, R.F. German "New techniques for Reducing Printed Circuit Board Common Mode radiation".
IEEE Intern. Symp. on EMC 1993, p.334-339.
- [93] S. Caniggia, V. Costa, N.O. Riardan "The determination of electromagnetic radiation from transmission lines using methods which interface with an analogue circuit simulator".
IEEE Inter. Symp. on EMC 1993, p.293-329.
- [94] F.B. J. Leferink, M.J.C.M. van Doorn "Inductance of printed circuit board ground planes".
IEEE Inter. Symp. on EMC 1993, p.327-329.
- [95] A.E. Ruehli, J. Garrett, C.R. Paul "Circuit models for 3D structures with Incident Fields".
IEEE Inter. Symp. on EMC 1993, p.28-32.
- [96] P.B. Johns "A symmetrical condensed node for the TLM method".
IEEE Transaction on Microwave Techniques and Technology, vol.MTT 35, April 1987.
- [97] E. Haseloff "Printed circuit board layout for improved electromagnetic compatibility".
Texas Instruments.
- [98] B.A. Bowles, C.R. Paul "Modeling interference properties of SMPS DC power distribution busses".
IEEE Nation. EMC Symposium, Denver (CO), may 1989, p211-216
- [99] I. Budihardjo, P.O. Lauritzen, C. Xu "Simulation of high frequency PWM and quasi-resonant converters using the lumped-charge power MOSFET model".
IEEE APEC'94 Conference, p.1042-1048.
- [100] A. Consoli, S. Musumeci, G. Oriti, A. Testa "An innovative EMI reduction technique in power converters".
EMC'94, Roma, p.459-464.
- [101] M.J. Nave "The effect of duty cycle on SMPS common-mode emissions theory and experiment".
IEEE Nat. Symp. on EMC 1989, p.211-216.
- [102] F.Y. Shih, D.Y. Chen, Y.P. Wu, Y.T. Chen "A procedure for designing EMI filters for AC Line Applications".
IEEE Transactions on PE, vol.11, n°1, Jan. 1996.
- [103] K.B. Hardin, C.R. Paul, R. Nashadhai "Direct prediction of common mode currents".
IEEE Internat. EMC Symposium 1991, p.67-71.
- [104] J.T. Fessler, K.W. Whites, C.R. Paul "The effectiveness of an image plane in reducing radiated emission".
IEEE Transaction on EMC, vol.38, n°1, Feb. 1996.
- [105] J. Catrysse "PCB & system design under EMC constraints".
EMC'95 Zürich Conf., p.47-50.
- [106] C.R. Paul, K.B. Hardin "Diagnosis and reduction of conducted noise emissions".
IEEE Int. Symposium on EMC, 1988, p. 19-25
- [107] M.J. Nave "The effect of duty cycle on SMPS common mode emission : theory and experiment".
IEEE APEC'89 Conference, p.3-12.
- [108] M.T. Zang, F.C. Lee, B. Watson, J. Roudet, J-L. Schanen, E. Clavel "Characterisation and analysis of electromagnetic interference in a high frequency AC-Bus system".
IEEE PESC'96 Conference Record.
- [109] T.G. Dan, D.Y. Chen, F.C. Lee "Separation of the common mode and the differential mode conducted EMI noise".
IEEE Transaction on Power Electronics, vol.11, n°3, May 1996.
- [110] A. Ruehli, C.R. Paul, J. Garrett "Inductance Calculations using Partial Inductances and Macromodels".
IEEE Int; Symp. on EMC 1995, p.23-28

- [111] G. Antonini, S. Cristina, A. Orlandi
EMC Characterisation of SMPS Devices : Circuit and Radiated Emissions Model
IEEE Transactions on EMC, vol. 38, No. 3, aug. 1996
- [112] A. Consoli, S. Musumeci, G. Oriti, A. Testa
An Innovative EMI Reduction Design Technique in Power Converters
IEEE Transactions on EMC, vol. 38, No. 4, Nov. 1996
- [113] E. Labouré, F. Costa, C. Gautier, W. Melhem
Accurate Simulation of Conducted Interferences in Isolated DC to DC Converters Regarding to EMI Standards
IEEE PESC 1995 Conference Record, pp. 1973-1978
- [114] M.J. Nave
A novel Differential Mode Rejection Network for Conducted Emissions Diagnostics
IEEE Int. Symp. on EMC 1989, pp. 223-227
- [115] A. B. Bruno
Conducted Emission Models for Switching Power Supplies
IEEE Int. Symp. on EMC, 1987, pp.188-195
- [116] F. Klotz, J. Petzholdt
Modelling of Conducted EMI
European Power Electronics Conference EPE'95, pp 3,356-3,361
- [117] W. Teulings, J.L. Schanen, J. Roudet
Placement of Decoupling Capacitors on PCBs for Power Converters satisfying EMC constraints
Proceedings of ICEAA'95 Conference, pp117-120, sept. 1995 Turin, Italy.
- [118] W. Teulings, J.L. Schanen, J. Roudet
MOSFET Switching Behaviour under Influence of PCB Stray Inductance
IEEE IAS'96 Conference, pp. 1449-1453
- [119] W. Teulings, J.L. Schanen, J. Roudet,
Reduction of Conducted EMI in Power Converters Using Decoupling Capacitors
EMC ROMA'96 Conference, pp.650-655, 1996
- [120] W. Teulings, J.L. Schanen, J. Roudet
Switching Performance and EMI Noise Generation of a SMPS implemented on Insulated Metal Substrate
European Power Electronics Conference EPE'97
- [121] W. Teulings, J.L. Schanen, J. Roudet
A New Technique for Spectral Analysis of Conducted EMI of a SMPS Including Interconnects
IEEE PESC'97 Conference
- [122] W. Teulings, J.L. Schanen, J. Roudet
Current Distribution among Paralleled Capacitors in a Hard Switching SMPS
IEEE IAS'97 Conference
- [123] E. Clavel, J.L. Schanen, J. Roudet,
Case Impedance modeling of a Power Mosfet
Proceedings of the ICEAA'95 Conference, p.143-146, Turin, Italy.

Livres :

- [Fan1] R.B. Adler, L.J. Chu, R.M. Fano
"Electromagnetic Energy Transmission and Radiation"
J. Wiley & Sons, Inc. , N.Y. 1960
- [Fan2] R.B. Adler, L.J. Chu, R.M. Fano
"Electromagnetic Fields, Energy and Forces"
J. Wiley & Sons, Inc. , N.Y. 1960
- [Blo] H. Blok
"Electromagnetische velden en krachten"
Collegedictaat L11 TU Delft 1986
- [Alo] Alonso & Finn
"Fundamental University Physics, vol. 2"
Addison Wesley 1985

- [CPa1] C.R. Paul & S.A. Nasar
Introduction to Electromagnetic Fields
McGraw-Hill 1987
- [CPa2] C.R. Paul
Introduction to Electromagnetic Compatibility
John Wiley & Sons 1992
- [Har] R.F. Harrington
Field Computation by Moment Methods
IEEE Press, reprint of 1968
- [Mil] E.K. Miller, L. Medgyesi-Mitschang, E.H. Newman
Computational Electromagnetics ; Frequency-domain Method of Moments
IEEE Press 1992
- [Rue] A.E. Ruehli
Circuit Analysis, Simulation and Design- VLSI Circuit Analysis and Simulation
North-Holland Publishers 1987, vol. 2
- [Nav] M.J. Nave
Filter Design for SMPS
Nostrand-Weinholdt, 1991
- [Goe] J.J. Goedbloed
Electromagnetische compatibiliteit/Electromagnetic Compatibility
Kluwer Techniek 1995/ Prentice-Hall
- [Wes] D.A. Weston
Electromagnetic Compatibility
Marcel Dekker Inc. 1985
- [Deg] P. Degauque, J. Hamelin
Compatibilité Electromagnétique
Dunod 1990
- [Ser] Ondes Electromagnétiques
Pierre Sermet
ENSERG 1988/1989
- [Ang] Gilbert Angenieux
Eléments de mesure en Hyperfréquences et électronique rapide
ENSERG 1994/1995
- [Dor] R.C. Dorf
Modern Control Systems
Addison Wesley Interscience 1986 (4th edition)
- [Moh] N. Mohan, T. Undeland, W.P. Robbins
Power electronics : converters, applications and design
John Wiley & Sons Inc.
- [Ras] M. H. Rashid
SPICE for power electronics and Electric Power
Prentice-Hall Inc., 1993
- [Lee] Y.S. Lee
Computer Aided analysis and design of switch-mode power supplies
Marcel Dekker Inc. 1993
- [Ang] S.S. Ang
Power Switching Converters
Marcel Dekker Inc. 1985
- [Fer] J.A. Ferreira
Electromagnetic modelling of power electronic converters
Kluwer Academic Publishers 1989
- [Rav] C. Ravillon.
Conception et Optimisation de circuits imprimés destinés à des signaux de commutation rapide
ENSERG Rapport Final Projet No. 42, juin 1995

- [Clav] E. Clavel
INCA-Prédétermination des inductances de câblage par la méthode PEEC
Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, notice d'utilisation, mars 1995
- [Wal] Ph. Walrave, ENSEEIHT

Méthodes d'études des convertisseurs statiques, REF. 78005
Editions Mentor, Voisin-Le-Bretonneux, oct. 1987

Thèses de Doctorat

- [tSCHA] J.L. Schanen
Intégration de la Compatibilité Electromagnétique dans la conception de convertisseurs en Electronique de puissance"
Thèse de doctorat INPG, janvier 1994
- [tSCHE] R. Scheich
Caractérisation et Prédetermination des Perturbations Electromagnétiques Conduites dans les convertisseurs de l'électronique de puissance
Thèse de doctorat INPG, octobre 1993
- [tMERI] F. Mérienne
Influence de l'Interaction Puissance-Commande sur le Fonctionnement des Convertisseurs d'Electronique de puissance : Simulation Fine- Recherche de Règles de Conception
Thèse de doctorat INPG, janvier 1996
- [tCLAVE] E. Clavel
Vers un Outil de Conception de Câblage : le logiciel InCa
Thèse de doctorat INPG, septembre 1996
- [tLARD] M. Lardellier
Contribution a l'étude des perturbations Electromagnétiques générées par des convertisseurs à liaisons directes
Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon 1996
- [tAOUD] N. Aouda
Les condensateurs en électronique de puissance, règles d'utilisation et caractérisation d es condensateurs linéaires, apports des condensateurs céramiques non-linéaires
Thèse de doctorat de INPT de Toulouse, juin 1995
- [tLabo] E. Labouré
Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les alimentations continu-continu isolées
Thèse de doctorat de l'ENS de Cachan, octobre 1995
- [tBlac] F. Blache
Modélisation Electronique et Electromagnétique d'un Transformateur Haute Fréquence à Circuit Magnétique en Fonte
Thèse de doctorat à l'INPG, 20 décembre 1995
- [tCogi] B. Cogitore
Recherche de Circuits Equivalents pour les composants Magnétiques Haute Fréquence
Thèse de doctorat à l'INPG, 11 juillet 1994
- [tCros] J. Cros
Définition d'un actionneur à aimants permanents et électronique intégrée pour l'automobile
Thèse de Doctorat à l'INPT de Toulouse , mars 1992S
- [tCost] F. Costa
Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence
Thèse de doctorat à l'Université d'Orsay Paris-Sud, LESR, ENS de Cachan, avril 1992

Sur les MOSFETs :

- [Gran] D.A. Grant, J. Gowar, "Power MOSFETS, Theory and Applications", chap. 4, Wiley Interscience 1989
- [1] C.H. Xu, D. Schröder
Modelling and Simulation of Power Mosfet's and Power Diodes
IEEE PESC 1988, p.76-83
- [2] K. Shenai
A circuit Simulation Model for High-frequency Power MOSFET's
IEEE Transactions on Power Electronics, , pp539-547, vol. 6, no 3, july 1991

- [3] H. Morel, B. Allard, H. Helali, C.C. Lin, J.P. Chante
Revue des principaux modèles de composants de puissance et de leur implantation dans les simulateurs de circuits
Electronique de puissance du futur, EPF'94 conference, pp 283-288
- [4] J.L. Massol, J.L. Debrie, P. Gillet, M.A. Kallala, Ph. Leturcq
Modèles de composants semiconducteurs bipolaires pour la C.A.O. en électronique de puissance
Electronique de puissance du futur, EPF'94 conference, pp 161-166
- [5] I. Budihardjo, P.O. Lauritzen,
The Lumped-Charge Power MOSFET Model, Including Parameters Extraction
IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, No. 3, pp379-387, May 1995
- [6] E. Farjah, J. Roudet, J.L. Schanen
Etude Comportementale de la commutation d'un transistor MOSFET de puissance
Journal de Physique France III, pp2531-2555, décembre 1994
- [7] PSPICE Manual, Microsim corporation, 1996
- [8] A. Vladimirescu, S. Liu
The simulation of MOS integrated circuits using PSPICE
Memorandum No.. M80/7, Electronics Research Laboratory, University of Berkeley, CA 94720
- [9] P. Yang, B. D. Epler, P.K. Chatterjee
An investigation of the Charge conservation problem for MOSFET Circuit Simulation
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-18, n.o.1, feb. 1983
- [10] J.C. Bowers, H.A. Nienhaus,
A high-power MOSFET computer model
IEEE PESC 1980, pp. 97-103
- [11] R. Maimouni, P. Rossel, D. Allain, M. Napieralska, H. Tranduc, C.E. Cordonnier
Modèle Universel du transistor de puissance MOS pour le logiciel SPICE
Revue Général d'Electricité (RGE), n.o. 1, janvier 1990, pp49-59
- [12] B.J. Sheu, D.L. Scharfetter, P.K. Ko, M.C. Jeng
BSIM : Berkeley Short-Channel IGFET Model for MOS-Transistors
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-22, No. 4, aug. 1987
- [13] J.R. Pierret
A MOS Parameter Extraction program for the BSIM model
Memorandum No. M84/99,et M84/100, nov. 1984
- [14] S. Clemente, B.R. Pelly, A. Isodori, "Understanding HEXFET Switching Performance", chapter 11 of the application notes of the Power MOSFET Designer's Manual, International Rectifier, 1987

Sur les Diodes :

- [1] Xu/Schröder (voir MOSFET bibliographie)
- [2] Y-C. Liang, V.J. Gosbell
Diode Forward and Reverse Recovery Model for Power Electronics SPICE Simulations
IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 5, no.3, july 1990
- [3] A simple Diode Model with Reverse Recovery
P.O. Lauritzen and C.L. Ma
IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, no.2, april 1991
- [4] A simple Power Diode Model with Forward and Reverse Recovery
C. L. Ma and P.O. Lauritzen
IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 8, no.4, oct. 1993
- [5] T. Vögler, D. Schröder
A New and Accurate Circuit-Modelling Approach for the Power-Diode
IEEE PESC'92 Conference, pp870-876
- [6] H. Goebel, K. Hoffmann
Power Diode HYBRID Model with forward and reverse recovery for use in circuit simulators
IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC 1992), pp 426-432
- [7] A.T. Yang, Y. Liu, J. T. Yao
An efficient Nonquasi-Static Diode Model for Circuit Simulation
IEEE Transactions on CAD of Integrated Circuits and Systems, vol. 13, n.o. 2, feb. 1994

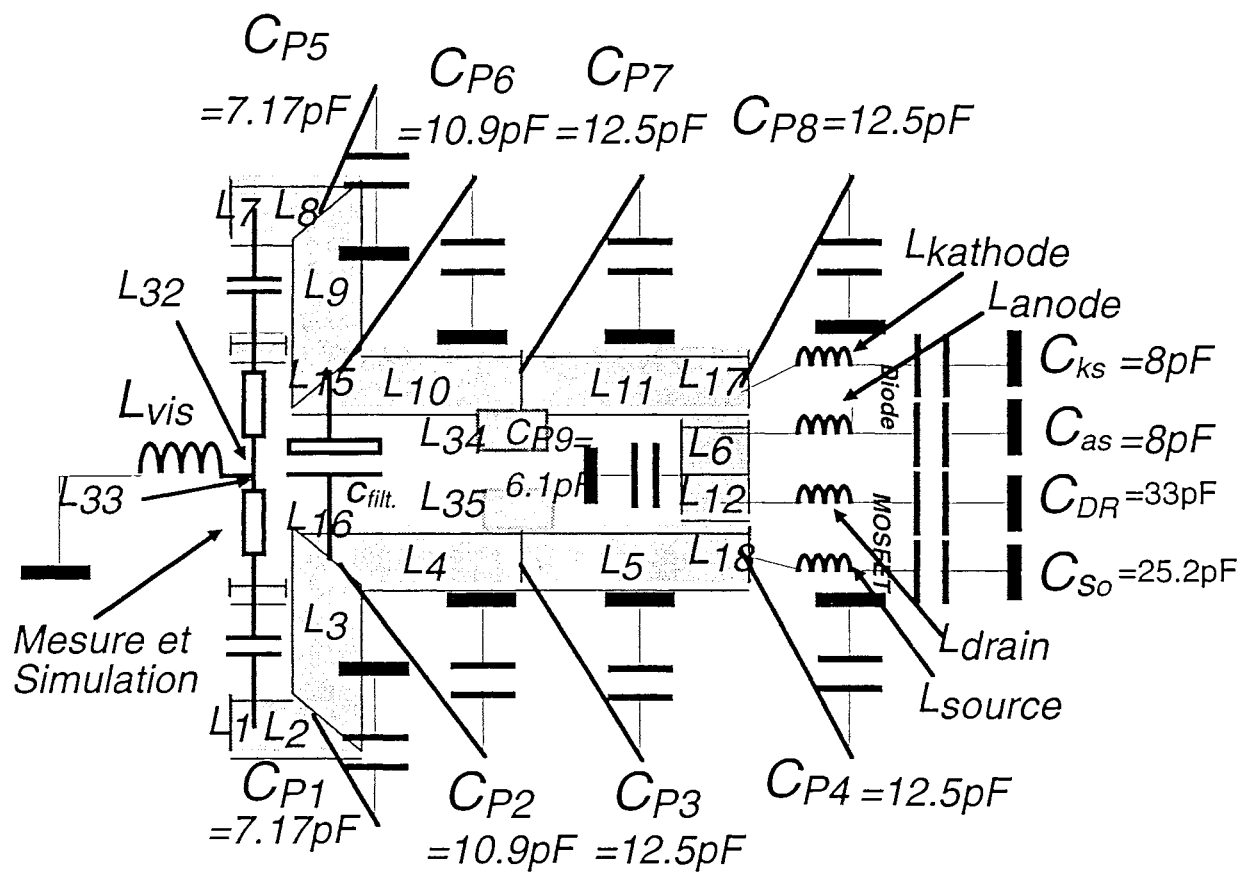
- [8] H.A. Mantooth, R.G. Perry, J.L. Duliere
A Unified Diode Model for Circuit Simulation
IEEE PESC 1995 Conference Record, pp. 851-857
- [9] A. G. Strollo
A New SPICE Subcircuit Model of POWER P-I-N Diode
IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, NO. 6, nov. 1994
- [10] A.G.M. Strollo, P. Spirito
A New PiN Diode Modelling Approach for Power Electronics PSPICE Simulations
IEEE PESC 1994 Conference Record, pp52-57
- [11] C. Batard
Interactions composants-circuits dans les onduleurs de tension. Caractérisation-Modélisation-Simulation, Thèse de doctorat à l'INPT (Toulouse), Juillet 1992
- [12] J. Roudet
La diode de puissance
CAPET Génie Electrique IUFM-Grenoble, année 93/94
- [13] PSPICE Manual, Microsim 1996, pp. 2-24, 2-29

CEM-Legislation

- [1] T.C. Green
The Impact of EMC-Regulations on mains-connected power converters
IEE Power Engineering Journal 1994, pp 35-43
- [2] J.P. Delwaulle
Problèmes de CEM en milieux multi normatifs
REE No. 5 , no. 5, nov. 1995 pp 22-30
- [3] J.M. Berges
La normalisation en compatibilité électromagnétique
REE No. 5 , no. 5, nov. 1995 pp 18-21
- [3] R.D. Hunter
Regulatory and Technological Trends in Power Supplies
IEEE Int. Symposium on EMC, 1993, pp 10-15
- [4] J. Y. Boeswillwald
The Electromagnetic Compatibility Directive 89/336/CEE
EMC Zürich 1995 Conference, pp. 61-66
- [4] G. Goldberg
EMC Standards
EMC Zürich 1995 Conference, pp. 67-74

Annexe A :

Modèle Electrique Complet du Câblage du Hacheur



Annexe B :

Courants dans les pistes du circuit imprimé et les capacités parasites :

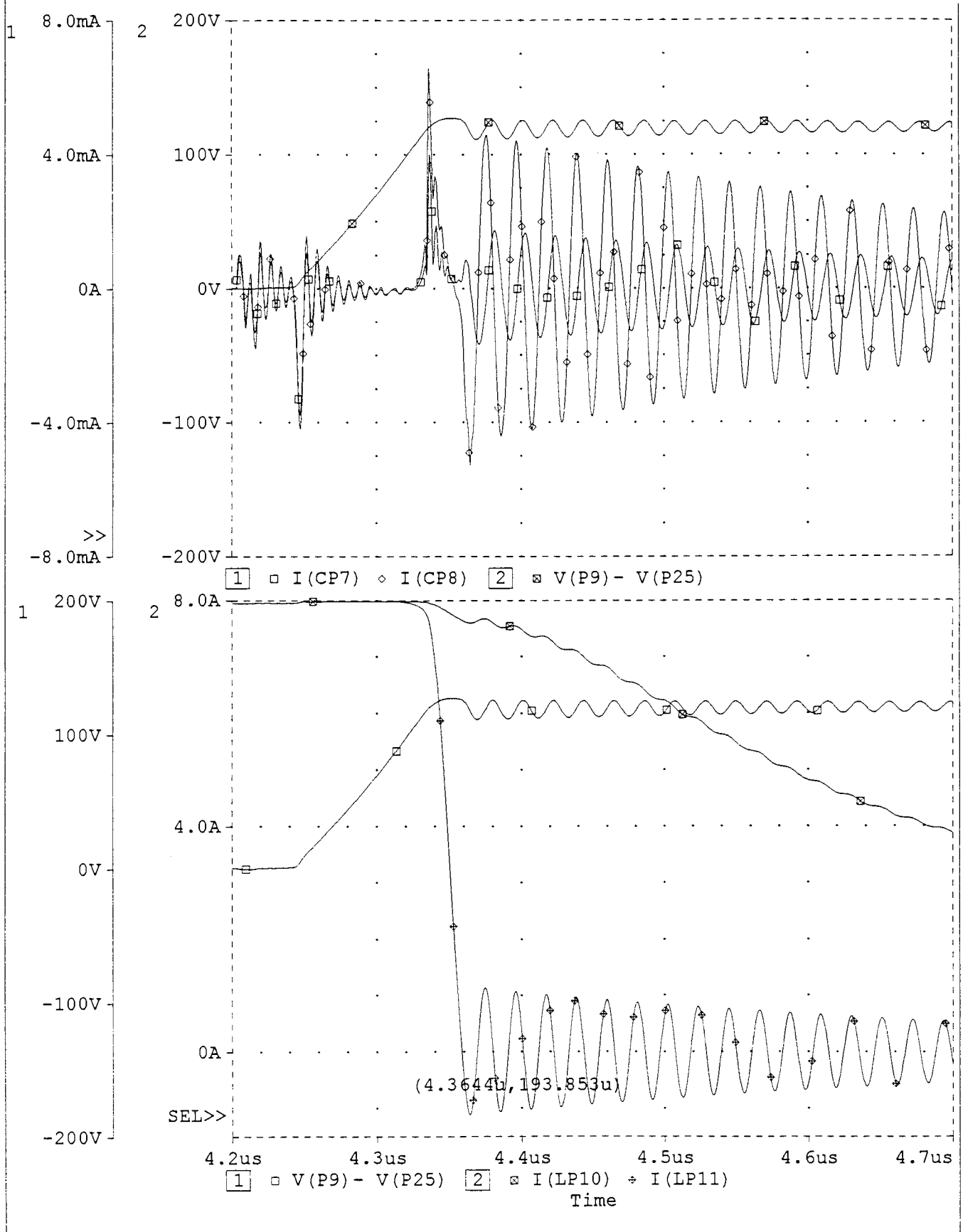
B1 en présence d'un condensateur de découplage

(On note que I_{L10} est beaucoup moins oscillatoire que I_{L11})

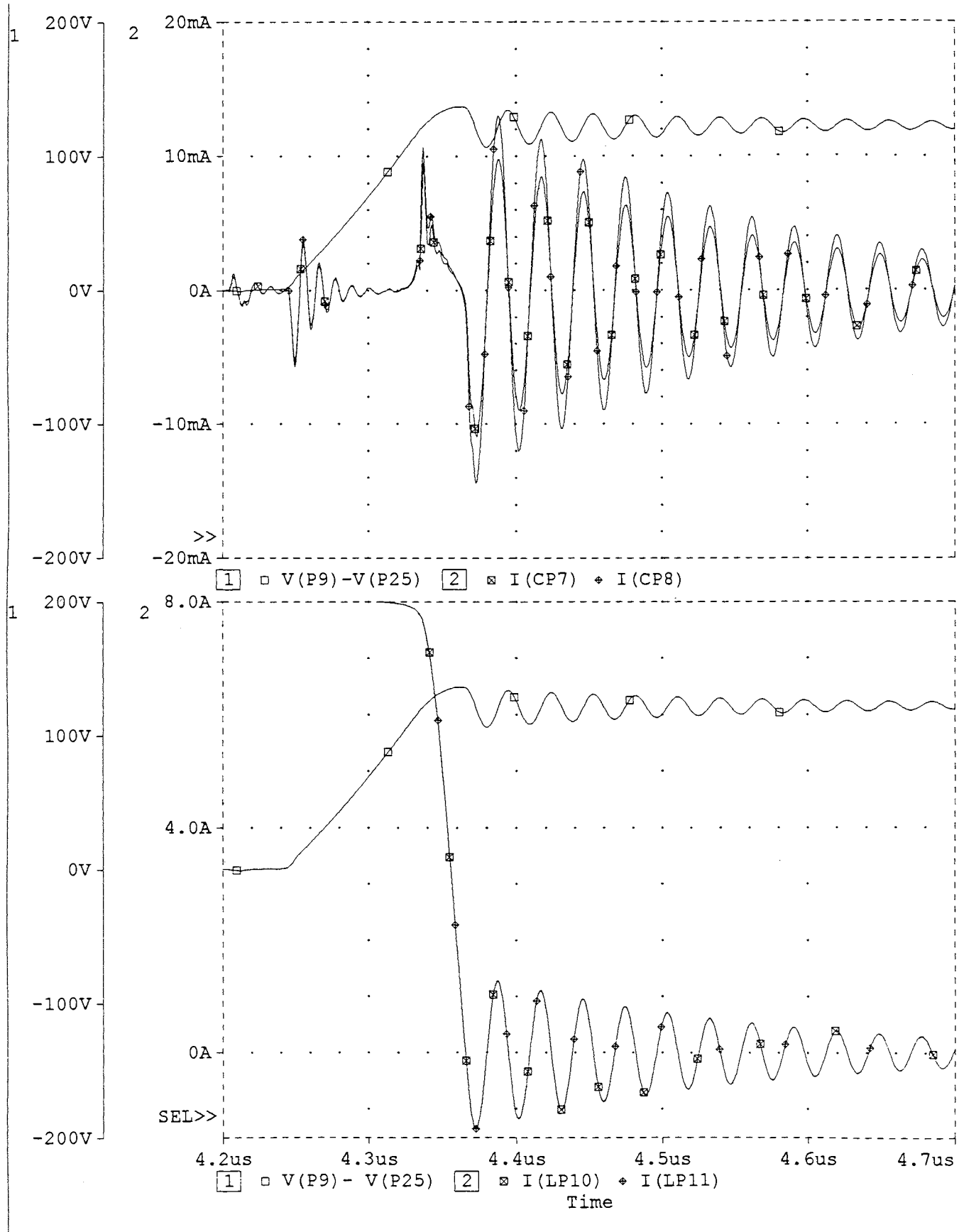
B2 sans condensateur de découplage

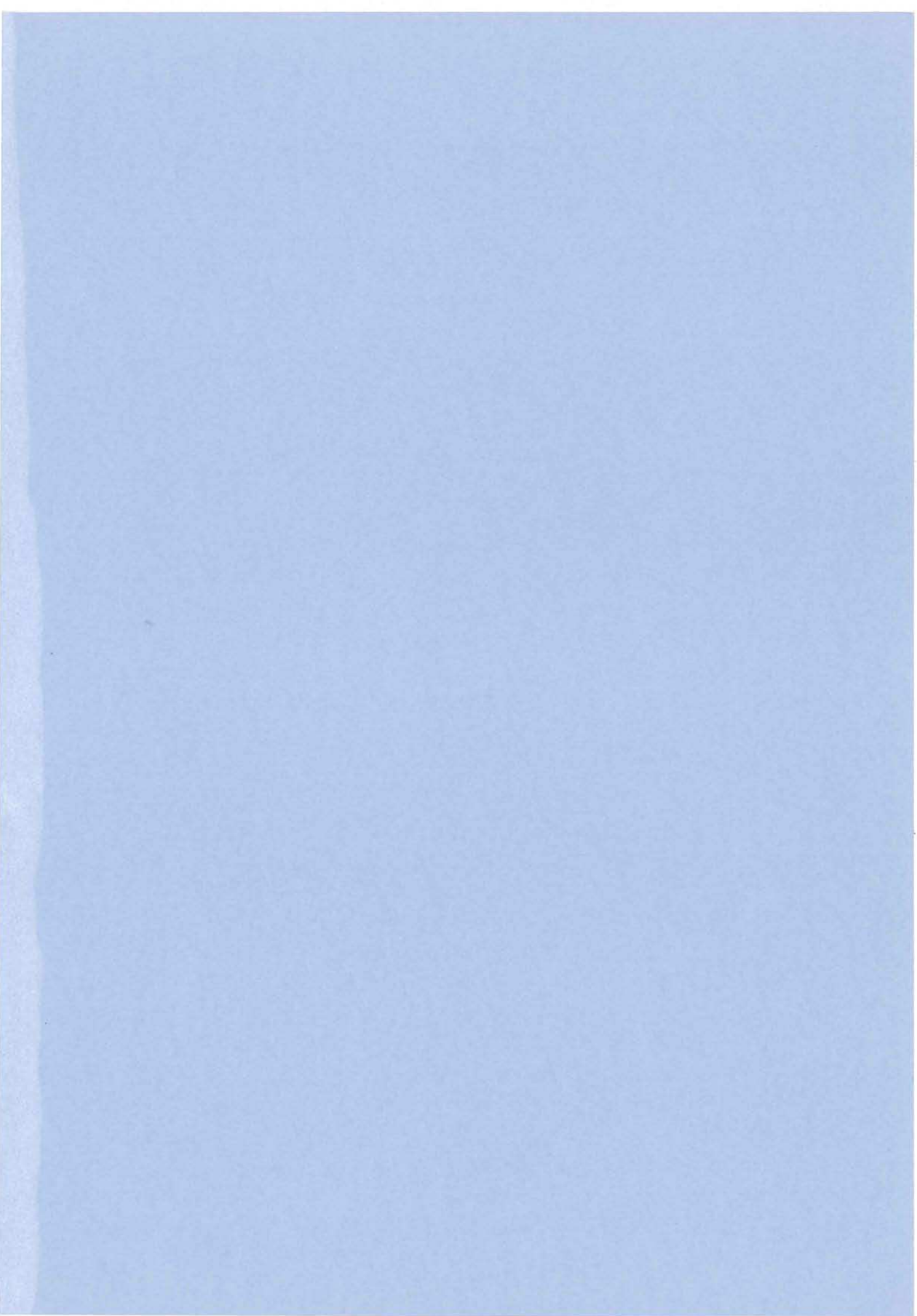
(I_{L10} et I_{L11} subissent exactement les mêmes oscillations, courants confondus sur la figure B2-bas)

B1 : avec condensateur de découplage



B2 : Sans condensateur de découplage





Résumé

Un des défis de l'Electronique de Puissance moderne est la Compatibilité Electromagnétique (CEM). Devant l'accroissement de la rapidité de commutation, le câblage devient un composant à part entière. Il doit donc être modélisé.

L'objectif de ce travail est de montrer qu'il est possible à l'heure actuelle de simuler entièrement un convertisseur moderne, en tenant compte des imperfections dues au câblage (simulation fine). Les formes d'ondes en commutation obtenues sont suffisamment précises pour prédire les performances vis-à-vis de la CEM.

Cependant, ce type de simulation est relativement long, et cette approche doit être réservée à la vérification de l'implantation technologique finale. Elle ne peut servir d'aide au concepteur.

C'est pourquoi des modèles analytiques plus simples sont développés à partir de l'analyse des résultats de simulation fine. Ces modèles, d'une bonne précision, font intervenir des paramètres technologiques, et peuvent servir d'aide à la conception.

Les deux approches ont été appliquées à un convertisseur réalisé sur Circuit Imprimé et en technologie Substrat Métallique Isolé (SMI). L'influence d'une capacité de découplage sur le niveau des perturbations conduites a également été examinée dans les deux cas.

Summary

One of today's challenges in power electronics is the need to comply with the electromagnetic compatibility (EMC) standards.

Due to the ever increasing switching speed, interconnect modeling becomes of major importance.

This work shows that it is possible to perform accurate simulations of power converters by inclusion of a Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) model of the converter's interconnects. In this way, the conducted EMI noise level can be predicted with satisfying precision from circuit simulation.

However, this kind of simulations tends to be very time-consuming, and can merely be used for the validation of a technological implementation of the converter design. The simulation results have therefore been interpreted, and the complexity of the overall-model has been reduced.

Thus, a frequency-domain method for EMI noise prediction has been developed. This method enables the user to rapidly obtain the total noise level, the Common Mode (CM) noise level and Differential Mode (DM) noise level. The method can be used for converter design purposes.

Both methods have been applied to a chopper implemented in Printed Circuit Board (PCB) and in Insulated Metal Substrate (IMST) technology. In both cases, the influence of a SMD decoupling capacitor on the conducted noise levels has also been examined.

Mots Clés : Electronique de puissance, Modélisation du Câblage, Simulation, PSPICE, PEEC, Conception Assistée par Ordinateur, CAO, Compatibilité Electromagnétique, CEM, Perturbations Conduites, Cellule de Commutation.